



DIAGNOSTIC DE DÉFAUT DANS LES ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES

Gilles Rostaing

► To cite this version:

Gilles Rostaing. DIAGNOSTIC DE DÉFAUT DANS LES ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00909645

HAL Id: tel-00909645

<https://theses.hal.science/tel-00909645>

Submitted on 26 Nov 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



TS21

THESE

présentée par

Gilles Rostaing

**pour obtenir le grade de Docteur de L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité Génie Electrique

DIAGNOSTIC DE DÉFAUT DANS LES ENTRAINEMENTS ÉLECTRIQUES

Soutenue le 10 février 1997

Composition du Jury :

M. IVANES	Président
J. C. TRIGEASSOU	Rapporteur
M. VERGE	Rapporteur
G. CHAMPENOIS	Directeur de thèse
J. P. ROGNON	

Invité : Monsieur AMIET

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

THESE

présentée par

Gilles Rostaing

**pour obtenir le grade de Docteur de L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité Génie Electrique

**DIAGNOSTIC DE DÉFAUT DANS LES
ENTRAINEMENTS ÉLECTRIQUES**

Soutenue le 10 février 1997

Composition du Jury :

M. IVANES	Président
J. C. TRIGEASSOU	Rapporteur
M. VERGE	Rapporteur
G. CHAMPENOIS	Directeur de thèse
J. P. ROGNON	

Invité : Monsieur AMIET

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Remerciements

Je tiens à exprimer mes remerciements à tous ceux qui m'ont supportés (dans les deux sens du terme) durant ces quatre voire cinq années de travail au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble et en particulier :

Monsieur Gérard Champenois, Professeur à l'IUT de Poitiers, qui, malgré l'éloignement géographique, m' a conservé sa confiance et a su encadrer ce travail pour le mener à son terme.

Monsieur Jean-Pierre Rognon, Professeur à L'INPG et responsable de l'équipe commande, qui a, non seulement, su veiller à la cohérence scientifique de mon travail, mais a aussi pourvu à mon défoulement physique lors de footing mémorables.

Mes collègues professeur et mes élèves de l'ENSPG pour avoir su palier à mon manque certain de disponibilité durant ces dernières années.

Les ingénieurs et techniciens du laboratoire sans qui les dispositifs expérimentaux nécessaire à ce travail n'auraient jamais existés et sans qui l'ambiance de ce laboratoire ne serait pas aussi agréable.

Un grand merci à ma petite famille d'avoir tenu le choc malgré les horaires impossibles et la fatigue inhérente à ce genre d'exercice.

Une pensée émue pour mes petits camarades de galère qui eux aussi ont réussi à se débarrasser de leur boulet...

Et enfin Mention spéciale pour DD, Flo, Marie T, Bruno, Jérôme et j'en oublie sûrement.

PS : L'option "Ice and Rock" était dirigée par Toto, l'option Canyon par Christian et Marc et l'option Footing par Jean-Pierre qu'ils soient remerciés pour leurs efforts.

" On ne progresse qu'en achevant
certaines choses et en commençant
d'autres. Même si ces prétendus
commencements ou achèvements ne
sont qu'illusions."

John Irving " le monde selon Garp "

	PAGES
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : Le diagnostic des entraînements électriques.....	3
<u>0- Lexique des noms se rapportant au diagnostic.....</u>	4
<u>1 - Introduction au diagnostic des entraînements électriques.....</u>	5
<u>2 - Les méthodes de diagnostic.....</u>	7
2.1 - La redondance matérielle	
2.2 - Les méthodes à base de connaissance	
2.3 - La redondance analytique	
2.3.1 - Principe	
2.3.2 - Principe des modèles parallèle et d'observateur	
2.3.2.1 - Le système	
2.3.2.2 - Modèle parallèle	
2.3.2.3 - Observateurs d'état - notion d'observabilité	
<u>3 -Présentation d'un entraînement électrique.....</u>	21
3.1. Introduction	
3.2 - L'application	
3.3 Modèle topologique	
3.3.1 - La source	
3.2.2 - Le convertisseur	
3.2.3 - La machine	
3.2.4 - La commande	
3.2.5 - La mécanique	
3.4 - Choix et modélisations des défauts :	
3.5 - Modèle topologique :	
<u>4 -Modèle de diagnostic.....</u>	32
4.1 - Modèle du hacheur	
4.2 - Modèle du filtre	
4.3 - Modèle du redresseur	
4.4 - Modèle de la commande et de la machine	
4.5 - Modèle de la mécanique	
4.6 - Le modèle complet :	
<u>5 - Conclusion et cadre de l'étude.....</u>	37

	PAGES
CHAPITRE II : Mise en oeuvre des modèles parallèles.....	39
<u>0- Introduction - Objectifs de l'étude.....</u>	40
<u>1- Rappel sur le modèle de diagnostic défini au chapitre I.....</u>	40
<u>2- Choix d'un modèle parallèle, stratégie de diagnostic.....</u>	42
2.1 - Description du modèle d'état du procédé :	
2.2 - Mise en oeuvre du modèle de diagnostic	
2.2.1 - <i>Modèle parallèle global</i>	
2.2.2- <i>Le modèle parallèle partiel ou découplé</i>	
<u>3- Simulation complète (procédé et modèles parallèles)</u>	47
<u>4- Résultats de simulation du modèle parallèle global.....</u>	51
4.1- Remarque sur le fonctionnement du procédé:	
4.2- Calcul des résidus en fonction des défauts et des perturbations	
4.3- Résultats obtenus en utilisant un modèle parallèle global	
4.3.1- <i>Validation du modèle parallèle discrétisé sur le "hacheur réel" en simulation</i>	
4.3.2- <i>Comportement vis-à-vis des différents défauts envisagés</i>	
4.3.3 - <i>Tableau récapitulatif des résidus du modèle global lors de défauts.</i>	
<u>5- Résultats de simulation du modèles parallèles partiels ou découplés.....</u>	64
5.1 - Fonctionnement normal	
5.2- Comportement vis-à-vis des différents défauts envisagés	
5.3- Tableau récapitulatif des résidus du modèle découplé lors de défauts.	
<u>6 - Analyse comparative des modèle parallèles globaux ou partiels</u>	73
<u>7 - Conclusion :.....</u>	77

	PAGES
CHAPITRE III : LES OBSERVATEURS : MISE EN OEUVRE.....	79
<u>0. Introduction</u>	80
<u>1 - Le système considéré et sa modélisation.....</u>	80
<u>2 - Les observateurs.....</u>	81
2.1 - rappel des considérations développées au chapitre I	
2.2. - Mise en oeuvre	
2.2.1 - <i>Observabilité du système</i>	
2.2.2 - <i>Conditions d'existence d'un observateur</i>	
2.2.3 - <i>Critères de synthèse d'un observateur pour le diagnostic</i>	
<u>3 - Application au diagnostic des entraînements électriques.....</u>	88
3.0 - Modélisation du procédé	
3.1 - Observabilité du système	
3.2 - Synthèse d'un observateur découplé de l'influence du couple de charge	
3.2.1 - <i>Observateur de X_i rejetant C_r : Obs_{X_i}</i>	
3.2.2 - <i>Observateur de I rejetant C_r : Obs_{I_Cr}</i>	
3.3 - Synthèse d'un observateur découplé de l'influence des défauts additifs sur la grandeur de commande β	
3.4 - Autres observateurs	
3.5 - Tableau récapitulatif des découplages et des sensibilités théoriques.	
<u>4 - Résultats de simulation de la batterie d'observateurs.....</u>	101
4.1 - Réponse à un échelon de consigne de 0 à 5 ampères	
4.2 - Résidus associés à un échelon de consigne	
4.3 - Résidus associés aux différents défauts modélisés	
4.3.1 - <i>Tableau de forme des résidus pris entre l'instant $t = 0,001s$ et $t = 0,004s$</i>	
4.3.2 - <i>Tableau récapitulatif des différents défauts détectés :</i>	
4.4 - Tableau des résidus engendrés par des défauts non modélisés :	
<u>5 - Conclusion sur la capacité de détection d'un observateur d'un entraînement électrique.....</u>	106
CHAPITRE IV: CONCLUSION.....	109
BIBLIOGRAPHIE.....	113

ANNEXES :	115
-----------------	-----

ANNEXE 1 : Caractéristiques de l'entraînement

ANNEXE2 : Validation du modèle parallèle discrétisé sur le "hacheur réel" en

ANNEXE 3 : Influence des perturbations de l'alimentation

ANNEXE 4 : Comportement du modèle global vis-à vis des défauts

ANNEXE 5 : Modèle global et défauts d'inertie J

ANNEXE 6 : Résultats obtenus en utilisant un modèle parallèle découplé ou partiel

ANNEXE 7 : Défauts sur le système de freinage avec un modèle découplé

ANNEXE 8 : Offset sur la grandeur de commande réellement appliquée au hacheur à
t=0.01s

ANNEXE 9 : Synthèse d'un observateur découplé de l'influence des défauts additifs
sur la grandeur de commande β

INTRODUCTION GENERALE

Dans un contexte international où la concurrence est de plus en plus forte, les contraintes qui pèsent sur l'industrie nécessitent une disponibilité permanente des outils de production. C'est pour répondre à ces besoins que les entreprises manifestent un intérêt croissant pour les techniques liées à la sûreté de fonctionnement. Dorénavant, le diagnostic de défaut concerne non seulement les traditionnelles industries de très haute technologie préoccupées principalement par la fiabilité et la sécurité ; mais aussi les industries manufacturières où la disponibilité et la maintenabilité du matériel est cruciale.

Le domaine du diagnostic et de la sûreté de fonctionnement, traditionnellement abordé par les automaticiens pour répondre aux demandes de l'aéronautique et du nucléaire, s'enrichit de jour en jour de solutions visant à obtenir une meilleure gestion des coûts de production et de maintenance ainsi qu'une amélioration de la fiabilité des matériels. Les problèmes et les contraintes étant différents, les techniques employées ont du évoluer et s'adapter en terme de complexité et de coût.

La complexité croissante des techniques mises en oeuvre dans les procédés industriels fait que les notions de fiabilité, sécurité, disponibilité et maintenabilité ne peuvent plus être assurées de façon triviale. Le diagnostic industriel dont la fonction première est la détection et la localisation des défaillances du système, doit nécessiter une action au niveau des étapes de conception du procédé industriel. Dans cette étude, nous nous limiterons à la surveillance de pannes tout au long de la vie du procédé.

Le domaine du diagnostic de pannes a été abordé au début par les automaticiens et maintenant les électrotechniciens y prêtent un intérêt croissant. Il est sûr que l'un des composants importants des procédés industriels actuels s'avère être l'entraînement électrique. Cet élément, présent tant sur les chaînes de production, les systèmes de génération d'énergie que dans les transports, se trouve généralement à des emplacements clef des processus. Or l'entraînement, bien que considéré par les concepteurs comme un tout, est en fait, un système complexe et

méconnu des services de maintenance. Sa conception et sa maintenance font appel à tous les secteurs de l'électrotechnique et c'est pourquoi l'application de la sûreté de fonctionnement aux entraînements nécessite de réaliser une synthèse des connaissances acquises sur le procédé et les méthodes développées jusqu'à maintenant.

Le travail de cette thèse s'inscrit donc dans le cadre des études menées depuis 8 ans au sein du L.E.G. pour l'application des techniques issues de l'automatique au diagnostic de défaut dans les entraînements électriques.

Dans le premier chapitre, après un rappel du principe des méthodes de diagnostic, et une description des méthodes étudiées, nous décrivons les différentes parties qui caractérisent un entraînement électrique et les différentes pannes qui peuvent l'affecter. De cette description nous en déduisons des modèles de diagnostic.

Le second chapitre aborde la méthode de diagnostic qui utilise des modèles parallèles pour générer des résidus à partir des grandeurs de sortie mesurées et calculées. A la fin du chapitre, nous étudions et discutons les avantages de la mise en oeuvre de deux types de modèles parallèles : modèles globaux ou partiels.

Le dernier chapitre expose l'emploi de batteries d'observateurs à entrées inconnues pour s'affranchir de certaines entrées méconnues ou partiellement modélisable. Cette batterie permet de localiser plusieurs défauts. Le principe de calcul des résidus est le même que dans le chapitre trois.

La conclusion montre la spécificité du diagnostic appliqué aux entraînements électriques, puis analyse les résultats obtenus dans les chapitres trois et quatre sur une comparaison de l'utilisation des techniques employées avec des modèles parallèle de type boucle ouverte et sur les observateurs à entrées inconnues qui permettent un certain découplage entre les différentes entrées.

Chapitre I :

Le diagnostic des

entraînements

électriques

0. Lexique des noms se rapportant au diagnostic

références : [FRANK 95], [PATTO 89], [ZWING 9?], [BRUNE 90]

Défaillance (panne, défaut) : Evénement engendrant une modification du fonctionnement du procédé. L'état du système ne correspond plus à un fonctionnement normal. Le système n'est plus apte à assurer totalement sa fonction.

Diagnostic : Ensemble d'actions visant à évaluer l'état d'un procédé à partir de la connaissance de son fonctionnement. A partir de l'observation du procédé, on détermine par comparaison avec les divers états de fonctionnement connus le degré de défaillance du système, l'origine de ces défaillances et leurs causes.

Disponibilité : Faculté d'un matériel ou d'un système à pouvoir fonctionner chaque fois que cela est nécessaire, chaque fois qu'on le sollicite, c'est à dire que l'on assure une fiabilité totale pendant les phases de fonctionnement. La disponibilité nécessite des opérations de maintenance préventives afin de prévenir tout vieillissement ou défaillance.

Fiabilité : Capacité d'un système à fonctionner pendant un certain temps sans panne, se caractérise par le temps moyen de bon fonctionnement.

Maintenance - Maintenabilité : La maintenance est l'action de mise en état du matériel, elle peut être préventive, afin d'augmenter la fiabilité du système ou bien être curative ; consécutive au diagnostic d'un défaut. La maintenabilité caractérise la facilité de maintenance du procédé, elle peut être largement augmentée par la mise en oeuvre d'un système de diagnostic.

Sécurité : Ce terme regroupe les caractéristiques concernant l'utilisation du procédé et ses dangers potentiels pour l'utilisateur ou pour le matériel.

Sûreté : La sûreté regroupe les notions de disponibilité, fiabilité, maintenabilité et sécurité du système. Elle caractérise la confiance que l'on peut apporter au fonctionnement.

1. Introduction au diagnostic des entraînements électriques

Les entraînements électriques à vitesse variable représentent actuellement une part importante des types d'entraînements industriels. Leur gamme de puissance étendue et leur souplesse d'utilisation liées aux progrès de l'électronique de puissance ont contribué à leur succès allant de la traction ferroviaire à la machine outil.

Bien que n'appartenant pas forcément à des ensembles où la sûreté est cruciale (aéronautique, nucléaire) mais à des procédés dont la continuité de service est un argument commercial, ou un élément stratégique vis-à-vis de la production, les entraînements électriques sont des systèmes dont la surveillance est indispensable.

Malgré le fait que les entraînements électriques soient considérés comme robustes (comparés aux entraînements thermiques en traction) ces ensembles subissent le contrecoup de leur complexité croissante. Le fonctionnement à vitesse variable des moteurs nécessite un contrôle de l'énergie par un convertisseur statique. Ce dispositif de part son rôle est une fonction très sollicitée dans l'entraînement. Le convertisseur est un système spécifique, complexe et coûteux, difficilement abordable par des non spécialistes. Comme tout procédé complexe il n'est pas à l'abri de défaillances qui peuvent se révéler coûteuse en terme de temps de maintenance et d'immobilisation du procédé.

Les entraînements à vitesse variable sont désormais indissociables d'un dispositif de commande assurant la régulation du système. Cette commande analogique ou (de plus en plus souvent) numérique accroît la complexité de l'entraînement par la présence d'éléments sensibles comme les chaînes d'acquisition des mesures et les interfaces de contrôle du convertisseur.

Assurer la sûreté de fonctionnement d'une machine en vitesse variable est un problème qui doit être pris en compte à tous les stades de sa vie technique :

- pendant la phase de conception du produit,
- lors de sa première mise en marche,

- Durant les phases d'exploitation,
- lors des phases d'arrêt pour la maintenance.

Ainsi il est nécessaire de concevoir des ensembles sûrs selon un état de l'art, et de prévoir différents systèmes de diagnostic selon la phase de vie de l'entraînement.

- L'entraînement conçu doit respecter son cahier des charges. Dans ce cas il est nécessaire que le système de diagnostic soit capable de s'adapter au procédé et de vérifier sa compatibilité en terme de puissance, couple, vitesse,... selon les trajectoires imposées dans le cahier des charges. Ce thème a déjà fait l'objet d'études [MARTI 93] et montre la nécessité d'intégrer des fonctions "intelligentes" à l'entraînement et de faire appel aux techniques de système expert. Ce système de diagnostic est utilisable lors de la première mise en service et lors de phases de tests pour vérifier que les performances ne sont pas altérées par une certaine usure ou le vieillissement.
- Lors de la phase d'exploitation, il est important que le système de diagnostic soit capable à la fois de faire un diagnostic prédictif, afin de prévoir une maintenance hors exploitation, et de faire un diagnostic de pannes après l'apparition d'un défaut (détection et localisation), afin de mettre en oeuvre soit une reconfiguration de repli, soit un arrêt avec mise en sécurité et aide à la maintenance.

Ces contraintes de conception du système de diagnostic, auxquelles s'ajoutent des contraintes de contexte industriel (phases de développement, produit fini,...etc.) font appel à des techniques différentes que nous allons mettre en évidence.

La mise en oeuvre des systèmes de diagnostic nécessite toujours de connaître des grandeurs de l'entraînement que l'on est obligé d'acquérir en temps réel (système numérique en général). Il existe deux principes différents d'exploitation de ces acquisitions :

- en temps différé (les algorithmes de diagnostic sont exécutés à la fin de l'exploitation ou pendant l'exploitation avec une périodicité bien plus faible que celle des acquisitions : surveillance non continue)
- en temps réel (les algorithmes de diagnostic sont exécutés pendant l'exploitation avec la même périodicité que celle des acquisitions ; cette surveillance continue nécessite plus de puissance de calcul mais permet une détection plus rapide).

Pour les phases de tests, la surveillance en ligne ne semble pas obligatoire, seule l'acquisition doit être réalisée en temps réel. Les algorithmes de diagnostic peuvent être extrêmement sophistiqués, car on a tout le temps pour faire l'exploitation après l'essai.

Lors de l'exploitation, si on désire faire de la maintenance prédictive (présence de dérives de fonctionnement), une surveillance en pseudo-temps réel est généralement suffisante. Les algorithmes peuvent être relativement sophistiqués, car les calculs sont fait avec une périodicité plus grande que les acquisitions.

Par contre lors de l'exploitation, si on désire faire de la maintenance en ligne (diagnostic de pannes graves), une surveillance en temps réel est obligatoire. Les algorithmes doivent être simples, car les calculs sont fait avec la périodicité des acquisitions.

A ces contraintes, s'ajoute celle liée à la réalité industrielle : 'éviter tout ajout de capteurs autres que ceux indispensables à la commande. C'est dans ce contexte que se situe notre étude qui est limitée à la maintenance en ligne (détection et localisation) des défauts sur un entraînement électrique.

Les problèmes à résoudre, en terme de diagnostic, sont : le choix du modèle du procédé, son identification, le choix des méthodes de diagnostic et leur implantation dans le système temps réel.

2 - Les méthodes de diagnostic

Le diagnostic qu'il soit médical ou bien industriel est toujours basé sur la comparaison entre le comportement du procédé défaillant et la connaissance du comportement sain ou de son modèle. La comparaison nécessite des indicateurs, des symptômes révélateurs qui une fois analysés permettent d'abord de détecter le comportement défaillant, d'en déduire la fonction ou l'élément en dysfonctionnement (localiser), puis d'en déterminer la cause et enfin, si possible d'y remédier.

Par exemple, en médecine les mesures de pression artérielle, de température, les considérations telles que l'historique des symptômes ou une connaissance des antécédents du patient permettent d'établir une liste des symptômes. Cette liste est ensuite analysée, comparée à un modèle de comportement d'un patient sain, puis de patients malades jusqu'à ce que les symptômes coïncident avec un comportement déjà identifié. Sans avoir la prétention d'analyser de manière exhaustive le diagnostic en médecine, cet exemple montre la nécessité de l'acquisition de symptômes ainsi que de connaissances de référence des divers comportements possibles.

Cette connaissance peut prendre diverses formes selon les symptômes disponibles et la précision des informations concernant le système. C'est principalement la méthode de formalisation de la connaissance qui différencie les méthodes de diagnostic.

Le graphe suivant présente les différentes méthodes de diagnostic.

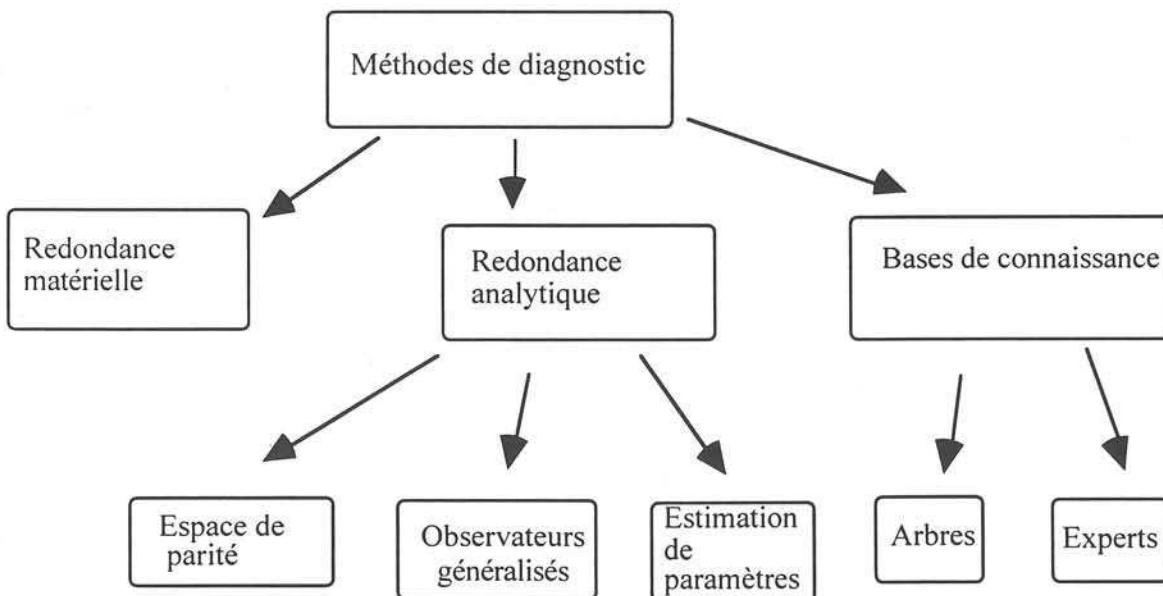


figure - I.1 - Synoptique de classement des méthodes de diagnostic

2.1 - La redondance matérielle

Cette méthode consiste à doubler ou à tripler l'équipement du procédé en installant plusieurs actionneurs, plusieurs capteurs et plusieurs systèmes de commande. Pour la redondance des capteurs, le diagnostic se fait par comparaison des grandeurs qu'ils délivrent. La grandeur fiable est choisie parmi les capteurs dont les sorties se ressemblent (minimum trois capteurs). Pour la commande, on peut procéder de la même façon, mais la présence de fonction d'intégration dans les correcteurs pose un problème de dérive. Il ne peut y avoir qu'un seul actionneur actif à la fois, la redondance matérielle est impossible et il faut un système de surveillance différent pour commander exploiter de cette partie de l'équipement.

L'utilisation de cette méthode est essentiellement réservée aux cas où la continuité de service est obligatoire (avionique). En effet, elle apporte l'avantage, une fois la défaillance détectée, d'utiliser la partie de l'équipement encore saine. C'est une méthode chère et complexe.

Afin de trouver une alternative à cette méthode, nos études se sont portées sur l'utilisation de la redondance analytique.

2.2 - Les méthodes à base de connaissance [FRANK 90] ([AHREN 93], [PEUGET 96] pour des applications aux entraînements électriques)

On désignera par méthodes à base de connaissance toutes les méthodes où le formalisme de la connaissance est autre que purement analytique. Le modèle peut se trouver sous la forme de règles (au sens système expert du terme) représentant un comportement expérimental, d'une description logique analysant les symptômes pour en déterminer la cause (arbres de défaillance).

Les symptômes peuvent prendre la forme de mesures, de grandeurs floues, de descriptions fréquentielles. Ces méthodes largement employées, sont très efficaces dans le cadre de gros systèmes complexes (centrales, pétrochimie...), à dynamique lente, ou dans le cas où la connaissance est difficilement formalisable mathématiquement.

La maintenance prédictive, par exemple, impose un suivi du fonctionnement de l'entraînement et de ces composants afin d'établir un historique des contraintes qu'il subit. Ces bases de données doivent ensuite être comparées à la connaissance acquise pour décider du taux de vieillissement du composant. Cette technique fait principalement appel à des méthodes à base de connaissance.

Nous avons proposé un aperçu non exhaustif des principales méthodes de diagnostic ainsi que leurs applications connues. Ce paragraphe montre la nécessité d'évaluer la connaissance du système et sa formalisation possible pour choisir une méthode de diagnostic adaptée. Les données disponibles sur l'état du système sont aussi primordiales pour définir un mode de comparaison efficace entre le modèle (quel qu'il soit) et le procédé. Nous allons nous attacher, dans le paragraphe suivant à faire l'analyse fonctionnelle de l'entraînement électrique et à en modéliser chaque fonction.

2.3 - La redondance analytique [PATTO 89] [FRANK 90] [FRANK 95]

2.3.1 - Principe

Dans des systèmes industriels simples, les lois de comportement régissant l'évolution des grandeurs physiques sont généralement connues. La modélisation de la connaissance du comportement sous forme mathématique permet d'utiliser la redondance analytique.

La redondance analytique se base sur la connaissance d'un modèle mathématique du système à surveiller. Ce modèle placé dans les mêmes conditions que le système et calculé en temps réel, fournit les relations de redondances nécessaires à la comparaison du procédé avec le modèle (figure - I.2 -).

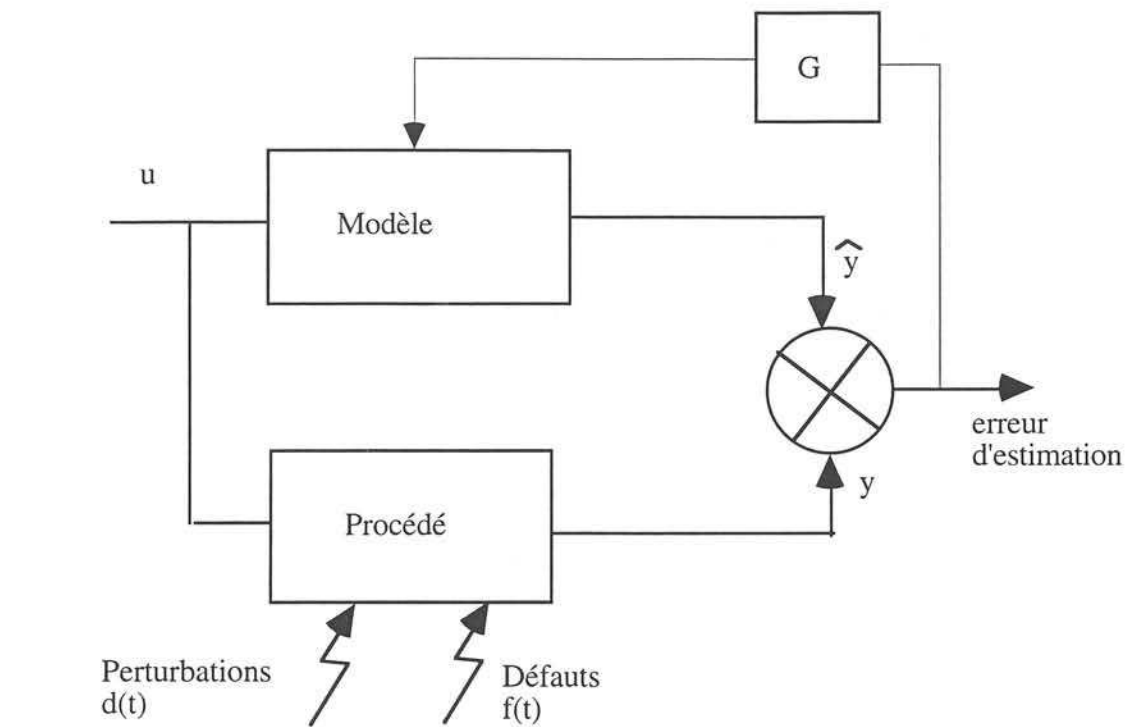


figure- I.2 -

Les symptômes utilisés pour la détection sont, dans ce cas, issus de la comparaison des grandeurs physiques ou des paramètres venant d'une part du procédé, d'autre part du ou des modèles mathématiques calculés en parallèle.

Les grandeurs physiques issues du modèle peuvent être de deux sortes délimitant en fait, deux types de méthodes :

- Les paramètres caractéristiques du procédé dont on surveille l'évolution. Ces paramètres sont fournis par une méthode d'estimation paramétrique. Cette technique nécessite une excitation du système par un signal riche qui risque de perturber le fonctionnement du procédé ; elle n'est pas toujours applicable, avec précision, "en ligne". De plus, des informations sur l'évolution des paramètres du procédé ne sont pas forcément adaptées à la détection de variation rapides des grandeurs physiques.
- Des combinaisons linéaires des grandeurs mesurées (état du système) peuvent être estimées et comparées aux signaux des capteurs. Ce sont les techniques de modèle parallèle ou d'observateur.

2.3.2 - Principe des modèles parallèle et d'observateur [ADJAL 93], [ARSAN 94]

Dans ce paragraphe nous nous attachons à mettre en évidence, par une analyse géométrique simple, les principes des modèles mis en oeuvre dans cette thèse.

2.3.2.1 - Le système

La modélisation sous forme d'état fait appel aux outils mathématiques que sont les matrices et les espaces vectoriels qui leur sont associés. Il est donc vraisemblable de tenter d'en obtenir une représentation géométrique dans le but de simplifier les principes mis en oeuvre dans cette modélisation.

L'espace vectoriel dans lequel on travaille est l'espace d'état dont la dimension est égale à l'ordre du système étudié. Lui sont associés trois autres espaces vectoriels : U espace des entrées, d espace des entrées inconnues et y espace des sorties. Dans l'espace d'état on vérifie l'équation d'état $\dot{X} = A X + B u + E d$ où X représente l'état du système, A sa dynamique, B u et E d la contribution externe (entrées connues et inconnues) à l'évolution du système. B et E représentent les applications respectives de u et d dans l'espace d'état.

De même dans l'espace des sorties on vérifie $y = C X + D u + F d$ où C, D, F représentent les applications des espaces d'état, des entrées, des entrées inconnues dans l'espace des sorties

Hypothèses de travail :

- d(t) représente les actions inconnues (défauts et perturbations **additives** sur le procédé).
- E est la matrice de distribution entrées inconnues (perturbations et défauts).

$$E d = [E_d \ E_f] \begin{bmatrix} d & f \end{bmatrix}^T \quad d : \text{perturbations (disturbances)} \quad f : \text{défauts (faults)}$$

- Bien que la synthèse des modèles soit traitée en continu dans ce travail ; les principes développés dans la suite sont illustrés géométriquement sur l'exemple d'un système discret d'ordre 2 possédant une entrée u et une perturbation d. Ce système est décrit par les équations :

$$X[k+1] = A_d X[k] + B_d u[k] + E_d d[k]$$

$$y[k] = C_d X[k] + D_d u[k] + 0 d[k] \quad (\text{les sortie ne sont pas perturbées})$$

Le modèle de base que l'on peut prendre de ce système s'écrit :

$$\hat{X}[k+1] = A_d \hat{X}[k] + B_d u[k]$$

La figure - I.3 - montre la représentation géométrique de ces deux systèmes d'équations en admettant que $\hat{X}[k] = X[k]$

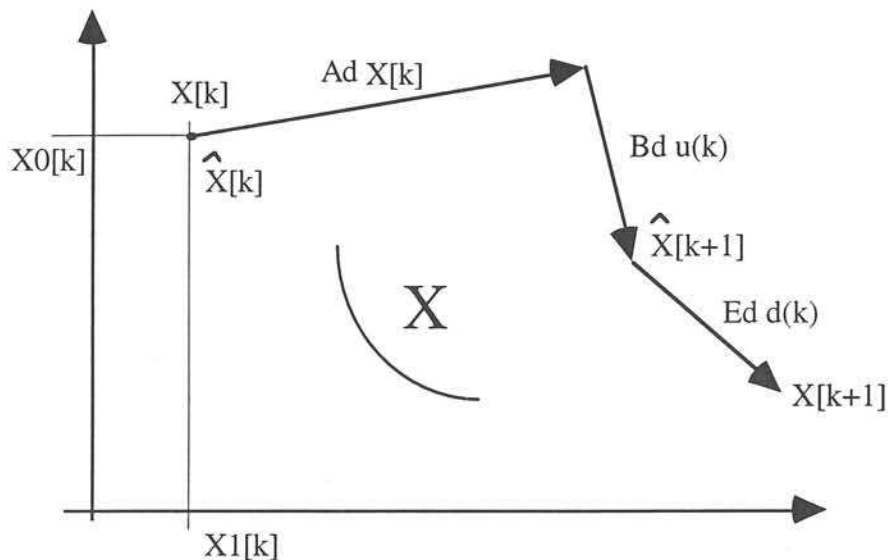


figure- I.3 -

La différence entre $X[k+1]$ et $\hat{X}[k+1]$ est directement proportionnelle à l'application des perturbations dans l'espace d'état caractérisée par la matrice E.

2.3.2.2 - Modèle parallèle continu découplé des perturbations

Le principe consiste à estimer une combinaison linéaire de l'état insensible aux perturbations $\hat{Z} = T\hat{X}$ où T est une application telle que $T E = 0$ soit $\text{Im}(E)$ appartient à $\ker T$ orthogonal à $(\text{Im}(T^T))$. Cela revient à projeter l'état dans un sous espace orthogonal au sous espace d'application de la perturbation défini par les vecteurs ligne de T.

Le modèle parallèle continu découplé des perturbations s'écrit :

$$\hat{\dot{Z}} = N\hat{Z} + M u \text{ avec } N \text{ stable}$$

En régime permanent, il faut que $\hat{Z} = T\hat{X}$ soit égal à TX et que $\hat{\dot{Z}} = T\dot{\hat{X}} = T\dot{X}$ soit :

$$T\dot{X} = N T X + M u$$

$$\text{or } TX = TA X + TB u$$

Il faut donc respecter les conditions suivantes :

- (1) $N T = T A$
- (2) $M = T B$
- (3) $T E = 0$

Comme le montre l'exemple discret, le modèle parallèle découplé des perturbations est obtenu en projetant le modèle général dans le sous espace orthogonal au sous espace d'application de la perturbation. (Ici la droite perpendiculaire à $E_d d$) Remarque l'indice d indique une discrétisation des matrices A, B, C, D, E, F, N, M, T utilisées précédemment.

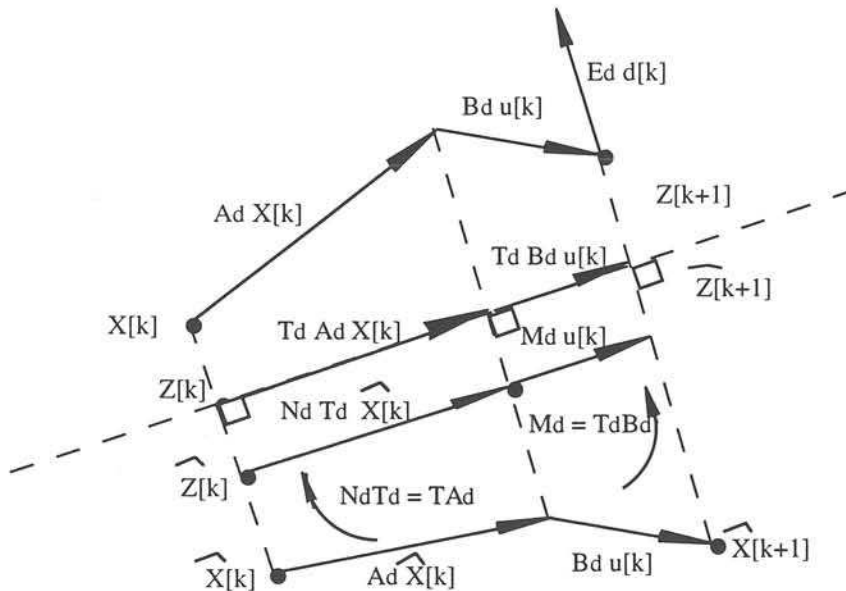


figure - I.4 -Modèle parallèle découplé d'une perturbation

Le système d'équation (1)(2)(3) n'a pas de solution dans le cas général car il y a plus d'équations que d'inconnues, on ne peut donc pas se découpler de l'ensemble des perturbations dans le cas général. Il n'y a de solution que dans des cas particuliers (équations dépendantes les unes des autres, réduction du nombre de perturbations vis-à-vis desquelles on veut se découpler.

Dans le chapitre II les modèles parallèles mis en oeuvre ne sont pas découplés de la perturbation mais les résultats sont néanmoins satisfaisants car nous sommes capables, dans le cas de notre application, de discriminer la perturbation d'un défaut.

2.3.2.3 - Observateurs d'état - notion d'observabilité

Les équations d'état d'un observateur d'ordre plein sont :

$$\begin{aligned}\hat{X} &= A\hat{X} + B u + K(y - \hat{y}) \text{ avec} \\ \hat{y} &= C \hat{X} + D u\end{aligned}$$

Par rapport au modèle parallèle, ce modèle se caractérise par l'injection de l'erreur de sortie dans l'équation d'état.

Un observateur a pour fonction de reconstituer une combinaison linéaire de l'état (dans le cas général) à partir des entrées et sorties du système. L'injection de sortie permet "d'asservir" l'état observé à l'état réel. Il faut donc que l'état soit accessible à partir des sorties c'est à dire que l'on peut reconstituer l'état en connaissant y et son évolution (dérivées successives) : c'est la notion **d'observabilité**.

Exemple en dimension 2 :

$$D = 0 \text{ donc } y = C X,$$

Si y est de dimension 1 alors $y = C_1 X_a + C_2 X_b$ alors la connaissance de $y(o)$ ne peut nous fournir $X(o)$.

Par contre si $\dot{y}(o)$ est connu on obtient le système de 2 équations à 2 inconnues (4)(5):

$$(4) \quad \dot{y}(0) = C (A X(0) + B u)$$

$$(5) \quad y(0) = C X(0)$$

On peut observer le système à partir de y si $\begin{bmatrix} C \\ C A \end{bmatrix}$ est de rang 2 (c'est à dire que le système (4)(5) d'équations différentielles à une solution).

Remarque : si C est inversible alors le système est observable car le rang de C est égal à n . quel que soit A . On peut donc écrire $X = C^{-1} (y - D u)$. Cette condition implique physiquement qu'il y ait autant de mesures indépendantes que de variables d'état.

Dans le cas général, pour observer l'état d'un système (ou une combinaison linéaire de l'état) il faut avant tout que le système (d'ordre n) soit observable à partir des p mesures disponibles (ou choisies parmi celles disponibles sur le procédé). C'est à dire qu'il est nécessaire d'avoir :

$$\text{rang} \begin{bmatrix} C \\ C A \\ C A^{n-1} \end{bmatrix} = n$$

Ce qui correspond à la condition nécessaire et suffisante pour qu'un système d'équations différentielles du premier ordre (du type de (4)(5)) ait une solution.

En présence de perturbation, avec l'observateur d'ordre plein, comme avec le modèle parallèle, l'état estimé (observé) diffère de l'état réel.

Observateur en présence de perturbations - Observateur à entrées inconnues

Un observateur à entrées inconnues s'écrit :

$\dot{\hat{Z}} = N \hat{Z} + M u + G y$ il permet d'estimer une combinaison linéaire de l'état $T X$, en présence de perturbations.

Pour assurer une erreur d'observation nulle il faut que $\hat{Z} = T \hat{X}$ soit égal à $T X$ et que $\dot{\hat{Z}} = T \dot{\hat{X}} = T \dot{X}$ en régime établi l'observateur doit donc satisfaire :

$$T \dot{X} = N T X + M u + G y = T A X + T B u + T E d \text{ avec } y = C X + D u + F d$$

Soit :

$$N T = T A - G C$$

$$M = T B - G D$$

$$G F - T E = 0$$

Cela revient à projeter l'observateur d'ordre plein dans le sous espace orthogonal à l'espace d'application des perturbations défini par $(E - K F)$ comme le montrent les équations suivantes et la figure - I.5 - :

$$\dot{\hat{Z}} = N \hat{Z} + M u + G y \text{ Equation de l'observateur à entrée inconnue}$$

$$\dot{\hat{X}} = A \hat{X} + B u + K(y - \hat{y}) \text{ Equation de l'observateur d'ordre plein}$$

Si $\hat{Z} = T \hat{X}$ alors il faut :

$$G = T K$$

$$N T = T A - G C$$

$$M = T B - G D$$

Dans ce cas T est défini tel que $T (E - K F) = 0$

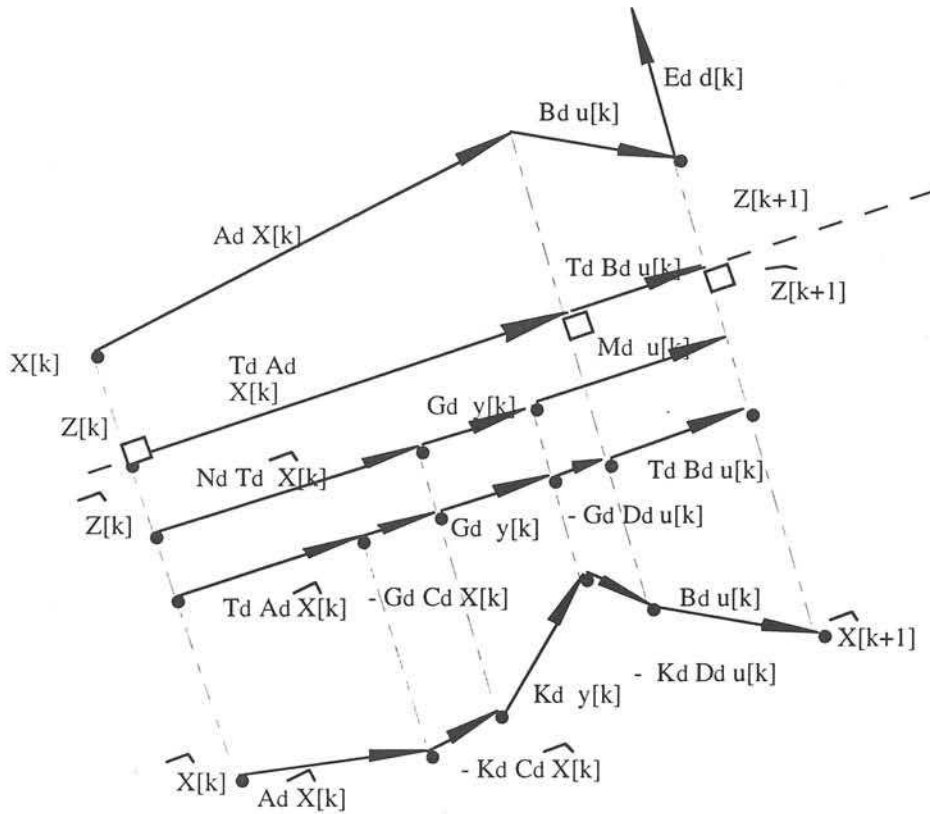


figure - I.5 - Observateur d'ordre plein projeté tel que $T E = 0$ (on a choisit le cas simple où $F = 0$)

Il faut noter que la présence de la matrice G relaxe la contrainte dans la solution de l'équation $NT = TA - GC$ dans la mesure où G apporte des inconnues supplémentaires sans changer le nombre d'équations.

Détection de défaut

Le système subissant l'occurrence d'un défaut se modélise (dans le cas où le défaut est additif) sous la forme d'état :

$$\dot{X} = AX + B u + E_d d + E_f f$$

$$y = CX + D u + F_d d + F_f f$$

Pour que la détection ait lieu il faut que les quantités de comparaison soient sensibles aux défauts (ou au défaut considéré) c'est à dire que les grandeurs de comparaisons, les résidus, ne soit pas orthogonaux à l'espace d'application de ces défauts.

Dans la suite de ce paragraphe on prendra simplement le résidu égal à l'erreur d'observation.

Exemple

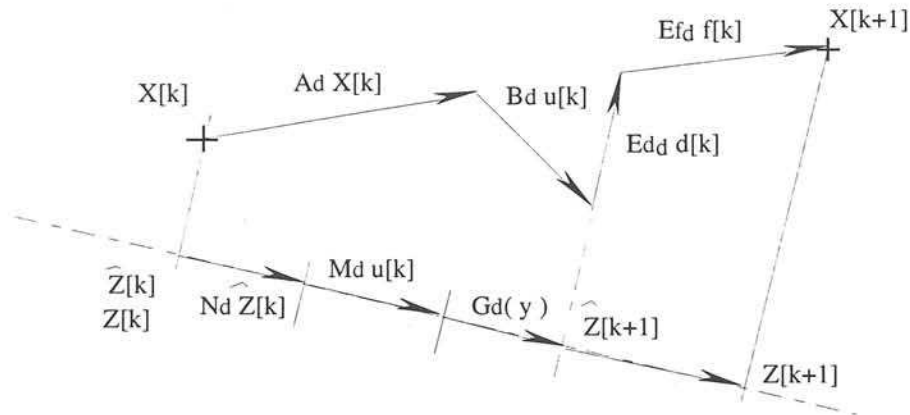


figure - I.6 -

Comme l'erreur d'observation est découplée de la perturbation $d[k]$, le résidu est affecté uniquement par la projection $(TE_f - GF_f) f$ des défauts sur l'ensemble des états observés. Dans ce cas la détection est effective sauf si $(E_f - KF_f) f$ est colinéaire à $(E_d - KF_d)d$

Dans le cas où plusieurs défauts sont susceptibles d'affecter le procédé simultanément, la forme des applications $F_f f$ et $E_f f$ définissent leur action sur les mesures et l'état. Du moment que quel que soit f , le terme $GF_f - TE_f$ n'est pas nul alors l'erreur d'observation est affectée et la détection est effective. Malheureusement l'information concernant la forme de f , c'est à dire le type de défaut, n'est pas forcément accessible.

Si on veut détecter plusieurs défauts, la sensibilité de l'espace observé à un défaut donné sera fixée par "l'angle" entre l'espace observé et l'espace d'application du défaut [ARSAN94]. L'orthogonalité espace d'état / défaut (ou perturbation) assure le découplage. Si on veut discriminer deux défauts une solution consiste à créer deux observateurs chacun découplé d'un défaut différent. Si le découplage est impossible, comme par exemple en présence de plusieurs perturbations de directions différentes, il faut choisir l'espace des grandeurs observées de manière à ce qu'il soit le moins sensible possible aux perturbations ou aux défauts.

La localisation, c'est à dire la détermination de l'origine d'un défaut nécessite que ces défauts possèdent des directions d'action différentes (non colinéaires) dans l'espace observé c'est à dire que les vecteurs ligne constituant F_f ou E_f soient indépendants.

La génération de résidus nécessaire pour la localisation peut se faire de 3 façons différentes :

- soit on possède au moins autant de résidus, c'est à dire autant de mesures, que de défauts. Dans ce cas chaque défaut engendrera une configuration des résidus qui, espérons le, lui est propre : la signature. L'analyse de la signature permet la reconnaissance du défaut,
- soit le nombre de grandeurs de comparaison (nombre d'états observés) est inférieur au nombre de défauts. Dans ce cas on synthétise autant d'observateurs que de défauts et c'est ce qu'on appelle une batterie d'observateurs.

Exemple : batterie d'observateurs permettant la discrimination entre deux défauts dans le cas simple où $y = CX$

$$\text{on pose } E_r = \begin{bmatrix} E_1 & E_2 \end{bmatrix} \quad f = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}$$

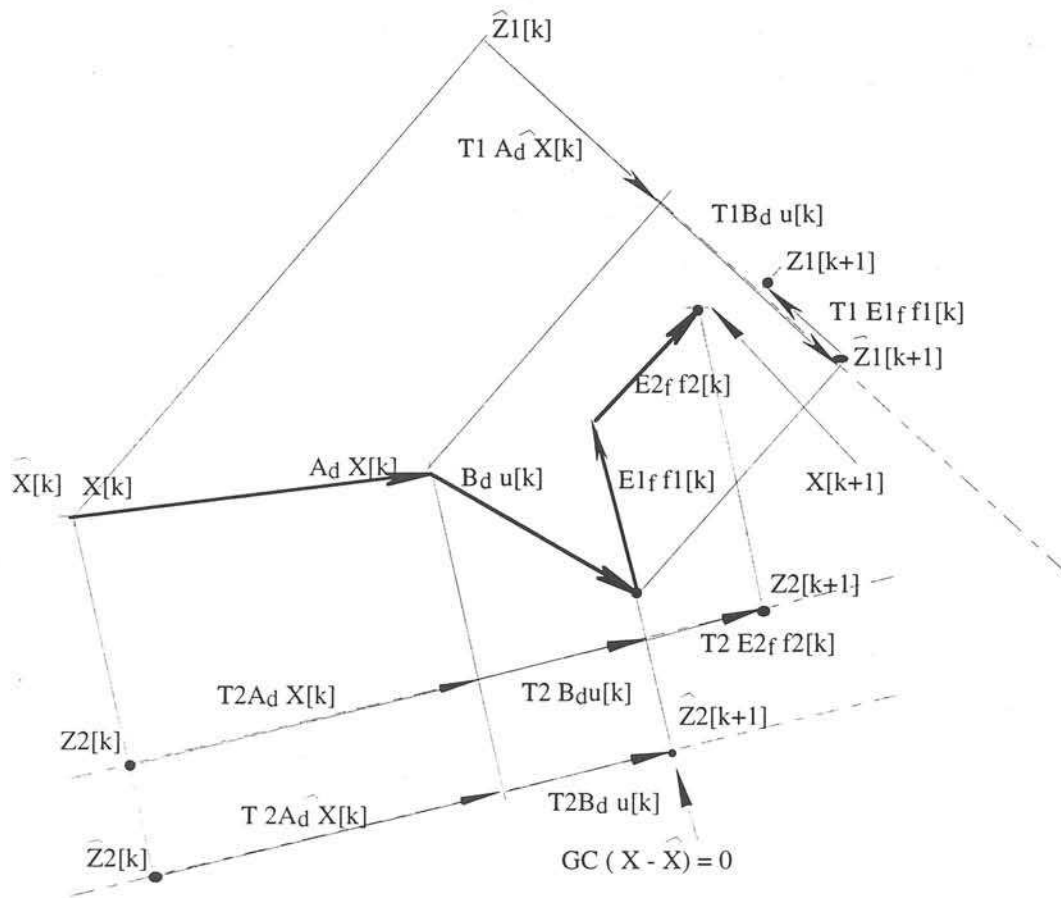


figure - I.7 -

Remarque : les indices des matrices des deux observateurs ont été supprimés afin d'alléger la notation. Ces matrices ont néanmoins elles aussi été discrétisées.

L'observateur 1 est tel que $T1 E2 = 0$ il détecte donc uniquement les défauts $E1 f$

L'observateur 2 est tel que $T2 E1 = 0$ il détecte donc uniquement les défauts $E2 f$

L'utilisation de la redondance analytique semble particulièrement bien adaptée à la maintenance en ligne ou au diagnostic en temps réel du procédé et ce sans en perturber le fonctionnement.

Ces méthodes nécessitent un modèle mathématique du procédé. La définition du modèle constitue une étape cruciale pour toute synthèse de méthode de diagnostic.

3 -Présentation d'un entraînement électrique

3.1. Introduction

Un entraînement électrique est un système comprenant une machine tournante, son alimentation, sa commande et sa charge mécanique. Le fonctionnement à vitesse variable impose l'utilisation d'un convertisseur statique assurant l'interface entre la ou les alimentations et la machine (figure - I.8 -)

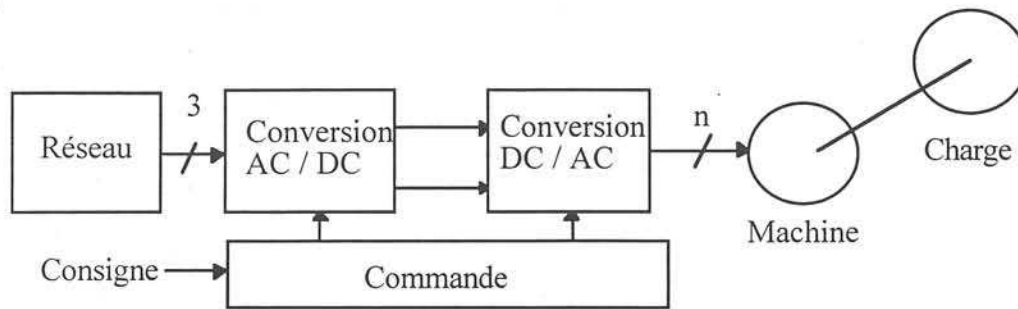


figure - I.8 - Structure générale d'un entraînement électrique

Nous allons dans cette partie nous intéresser à la modélisation des divers blocs fonctionnels composant un entraînement..

Cette modélisation a un double objectif :

- La simulation précise du procédé : il faut, pour cela, représenter au mieux le comportement du système réel en fonctionnement sain ou en présence de défauts. On utilise ce modèle en simulation pour représenter fidèlement le comportement du procédé ; on appelle ce modèle "modèle topologique" ou "système réel" par la suite.
- Définir un modèle de comportement pour le diagnostic : On veut obtenir un modèle parallèle implantable à terme sur le dispositif de surveillance et de diagnostic connecté à l'entraînement électrique réel. Pour la validation des méthodes proposées, ce même modèle sera implanté dans un premier temps en simulation en parallèle du modèle topologique simulant l'entraînement réel.

Les structures de diagnostic réelles et simulées sont présentées figures - I.9 - :

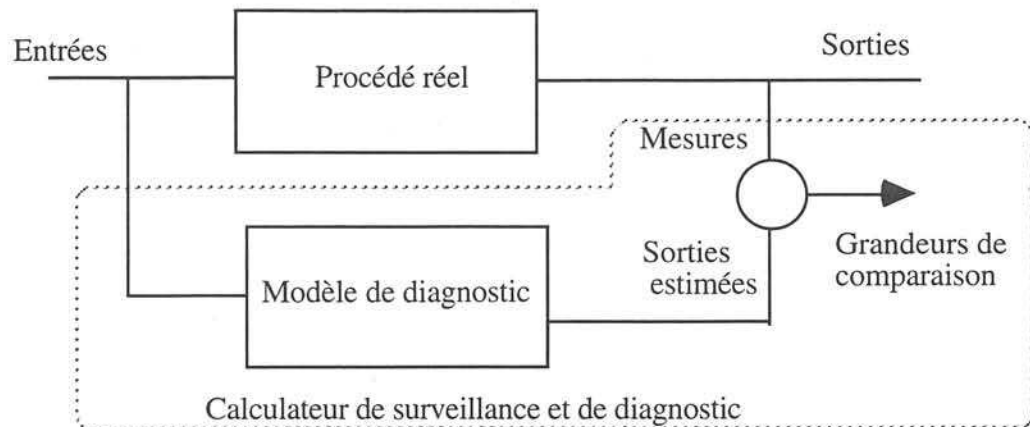


figure - I.9 a -Structure de diagnostic réelle

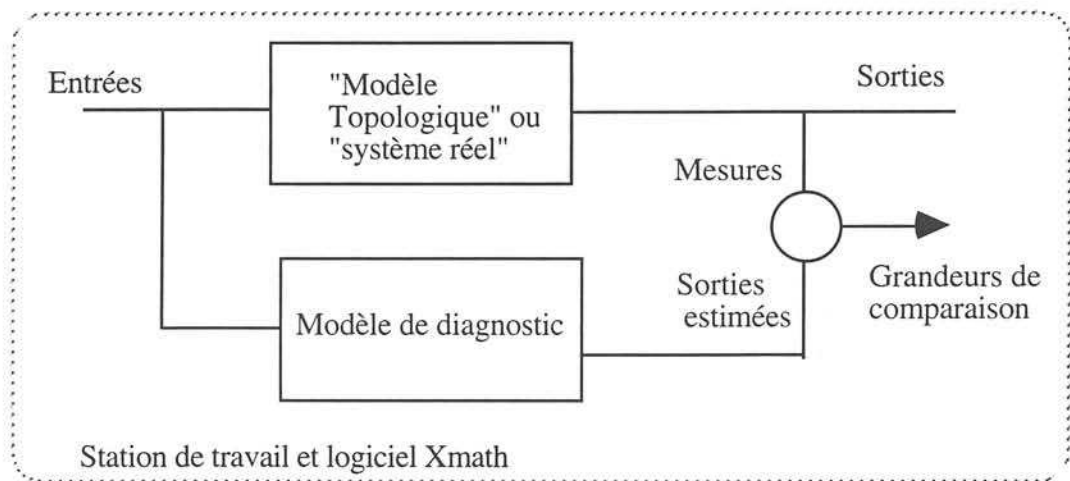


figure - I.9 b - Structure de diagnostic simulée

3.2 - L'application

Afin de limiter notre domaine d'étude, nous nous sommes intéressés dans la suite aux applications dans lesquelles la conversion AC/DC est réalisée par un redresseur à diodes et la conversion DC/DC par un hacheur quatre quadrants. La machine est une machine à courant continu à aimants (applications type robotique ou machine outils) d'une puissance de 1 kW. L'entraînement est représenté sur la figure- I.10 -

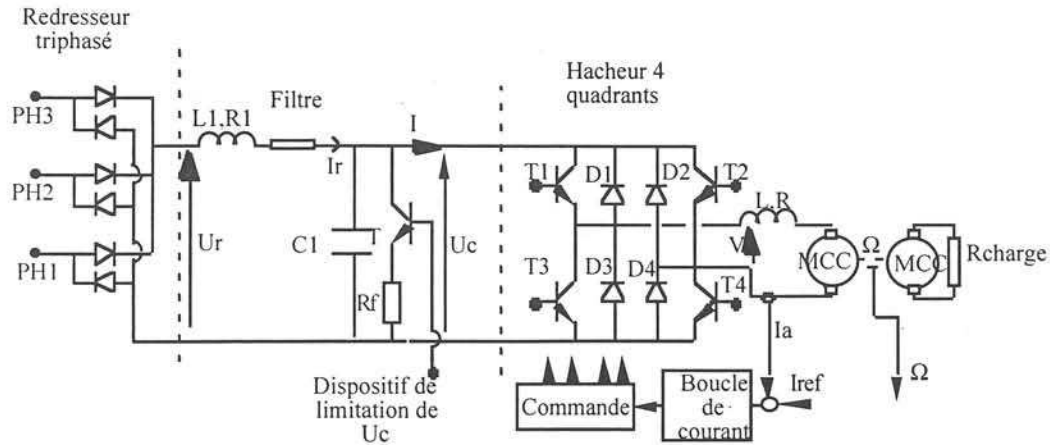


figure - I.10 - Structure fonctionnelle d'un entraînement électrique

Sur le schéma ci-dessus, on a indiqué les différentes mesures habituellement disponibles dans un entraînement électrique à vitesse variable. C'est à dire le courant, la vitesse, la grandeur de commande et la tension aux bornes de la capacité d'entrée.

3.3 Modèle topologique

Ce modèle doit décrire de la façon la plus précise possible le comportement réel de l'entraînement électrique et ce, quelles que soient les conditions de fonctionnement (normal ou en défaut). Nous avons structuré cette description autour du découpage fonctionnel du procédé.

3.3.1 - La source

a - Description

La source continue (ensemble réseau + redresseur + filtre) n'est pas réversible, on dispose d'un dispositif de freinage, c'est à dire de dissipation de l'énergie renvoyée par l'ensemble convertisseur / machine / charge (figure I.11).

En fonctionnement moteur la tension de capacité est toujours inférieure à la valeur maximum de la tension redressée; le courant I_r est en moyenne positif.

En fonctionnement frein, le redresseur se bloque, la tension de capacité croit au-delà de la tension redressée maximale ; elle est maintenue entre les deux valeurs U_h et U_b par la commande du transistor T_{frein} qui met en service la résistance de dissipation. Ce système

doit disposer pour son fonctionnement d'une image de la tension continue (aux bornes de la capacité de filtrage)

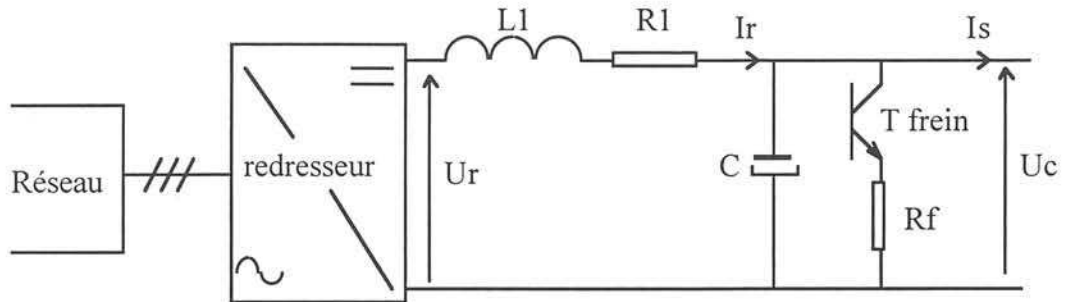


figure - I.11 - Structure de la source avec le dispositif de limitation de U_c

b - Modélisation de la source

Le redresseur : $U_r = \text{Max}(U_{ij})$

Le filtre :

Les deux variables d'état électriques I_r et U_c dépendent des deux équations générales suivantes :

$$(1) \quad C \frac{dU_c}{dt} = I_r - \frac{U_c}{R_f} T_{on} - I_s$$

où T_{on} est une variable binaire qui prend en compte le fonctionnement de la limitation de U_c ,

Celle-ci est décrite, en fonction de U_c , par la figure I.12 :

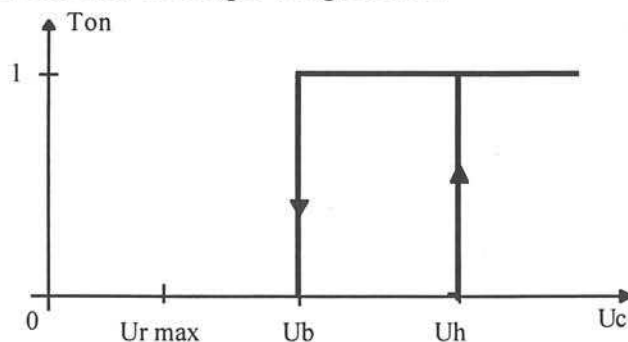


figure - I.12 - : évolution de l'état du transistor de freinage

U_b et U_h étant des seuils bas et haut de U_c pour la commande du transistor de frein.

$$(2) \quad L_1 \frac{dI_r}{dt} = -R_1 I_r + U_r - U_c$$

Le courant I_s peut être positif, négatif ou nul.; le courant I_r ne peut être que positif ou nul car le redresseur est non réversible en courant. Le graphe de la figure I.13 décrit les conditions de passage d'un jeu d'équations à l'autre selon l'état du redresseur :

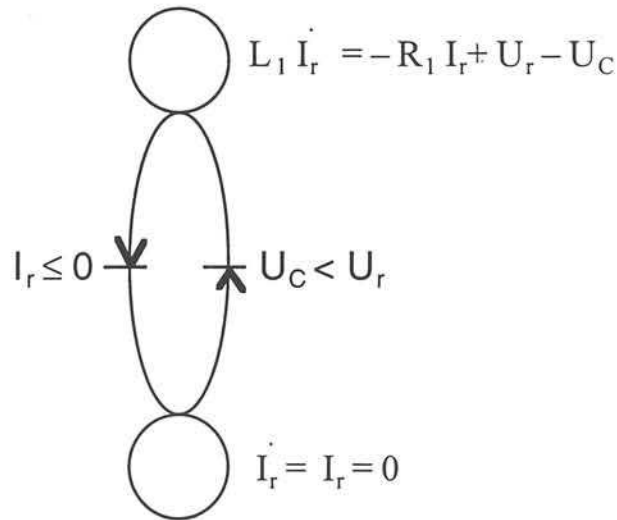


figure - I.13 - : graphe d'enchaînement des modes de conduction du redresseur

Si I_s est négatif $C \frac{dU_c}{dt}$ est positif , la tension U_c croit et le système de freinage se met à fonctionner

3.3.2 - Le convertisseur

Prenons par exemple un hacheur 4 quadrants en simple modulation de largeur d'impulsions (figure I.14).

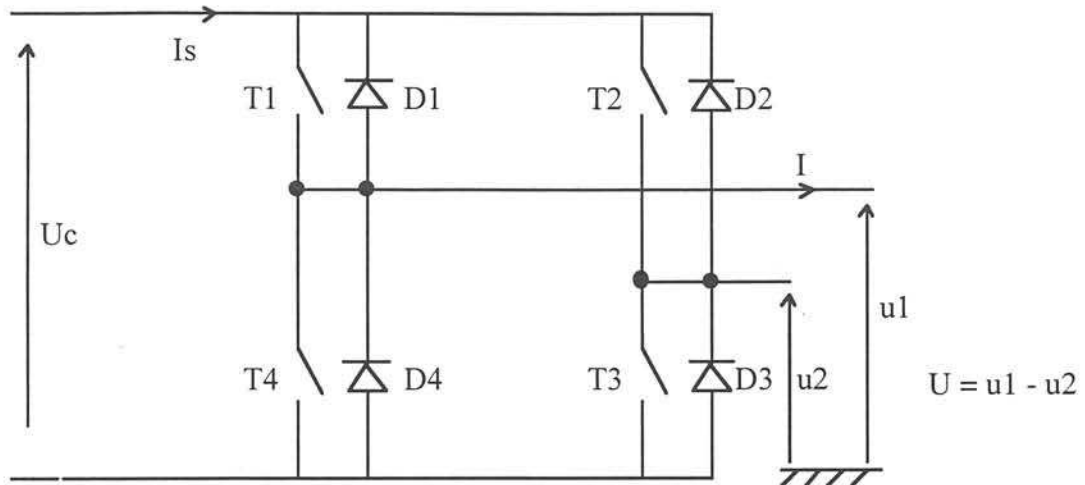


figure - I.14 - topologie hacheur 4 quadrants

Les deux configurations en régime continu sont T1 et T3 fermés et T2 et T4 ouverts simultanément, puis T1 et T3 ouverts et T2 et T4 fermés simultanément. Le principe de la simple MLI est donné par la figure - I.15 -. L'instant d'intersection de la grandeur de commande (β) avec le signal de porteuse (forme triangle de période de la MLI) indique le changement de la configuration.

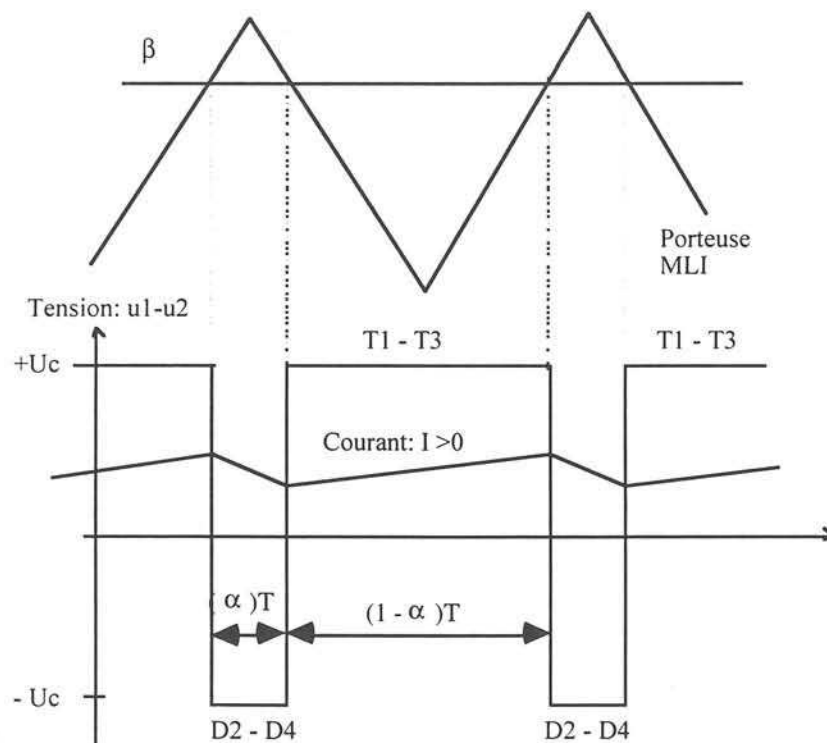


figure - I.15 - principe de la simple MLI

La configuration et le système d'équation, change deux fois par période. La source en amont du convertisseur (U_c) est généralement une source de tension (présence d'une capacité), les commutations des interrupteurs imposent la tension aux bornes de la charge ($U=u_1-u_2$).

De même, la charge étant une source de courant (un convertisseur ne peut relier directement qu'une source et une charge de nature différente) les commutations imposent le courant prélevé à la source I_s .

Pour chacune des deux configurations on a les deux systèmes d'équations suivants :

Configuration 1 (pendant αT): $U = U_c$ et $I_s = I$

Configuration 2 (pendant $(1-\alpha)T$) : $U = -U_c$ et $I_s = -I$

3.3.3 - La machine

La force électromotrice est proportionnelle à la vitesse :

$$E = k \Omega$$

et l'équation électrique est la suivante :

$$L \frac{dI}{dt} = U - RI - k \Omega$$

Le couple moteur C_m est proportionnel au courant.

$$C_m = k I$$

3.3.4 - La commande

a - Description

Un entraînement électrique est souvent contrôlé par des asservissements du type cascade (boucle de courant inclus dans une boucle de vitesse) car les constantes de temps électrique et mécanique sont très éloignées.

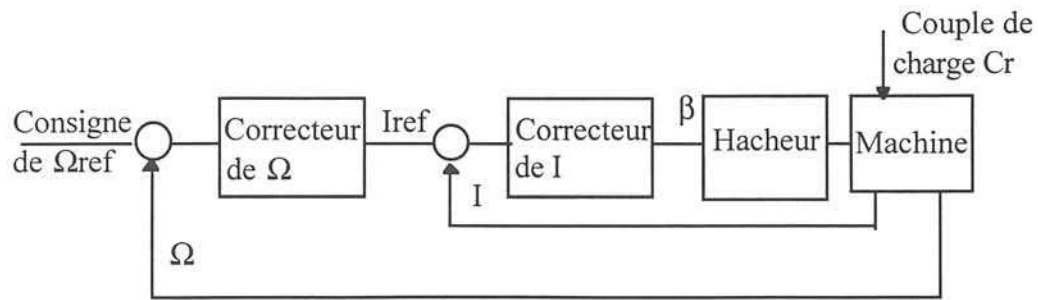


figure - I.16 - Principe d'une régulation cascade appliquée aux machines électriques.

Dans l'application étudiée, afin de simplifier l'étude, seule la boucle de courant à été mise en oeuvre.

b - Modélisation

Les équations du correcteur de courant (PI proportionnel et intégral) ont les expressions suivantes :

$$\beta = \left(K_{PI} + \frac{KI_I}{p} \right) (I_{ref} - I)$$

$$\text{et } I_{ref} = \left(K_{P\Omega} + \frac{KI_{\Omega}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega)$$

3.3.5 - La mécanique

a - Description

La mécanique est constituée d'un arbre rigide et une charge .

Le couple de charge dépend du type d'application :

- . En traction ferroviaire, par exemple, il dépend de la charge du véhicule, de la vitesse, de l'inclinaison de la voie et de la qualité du contact roue / rail mais on peut admettre qu'il varie de façon continue.
- . Sur une machine outil le couple dépend de l'outil et de la phase d'usinage.

. Un entraînement de laminoir voit un couple constant ou en échelon (arrivée de lingot).

. Le moteur d'un ventilateur voit un couple proportionnel au carré de la vitesse.

b - Modélisation

L'équation mécanique d'un arbre rigide est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - \Gamma_r$$

Le couple de charge sera simulé par des lois du type échelon et rampe. Le couple de frottement sec C_s (0,15Nm dans le cas du dispositif expérimental) a été considéré comme faisant parti du couple de charge.

3.4 - Choix et modélisations des défauts :

Nous nous sommes limités, pour cette étude, aux défauts dans le convertisseur et les capteurs, à l'exclusion des défauts pouvant affecter le réseau (perte de phase, mise à la terre...), la machine (court-circuit bobinage, décentrage rotor...) ou la transmission (rupture, dégradation des roulements...). Nous nous sommes intéressés aux défauts suivants :

- **Défauts des transistors de l'onduleur** ou de leur commande rapprochée: transistor maintenu ouvert ou fermé ;

L'**ouverture** d'un transistor suite à un défaut de commande ou à une destruction du composant de puissance (GTO) se caractérise généralement par une annulation totale du courant dans le moteur. La forme d'onde est très caractéristique et engendre une réaction de la boucle de régulation pour compenser la diminution brutale du courant. La commande se sature.

Modèle : Dans le modèle topologique on interdit la configuration mettant en jeu le transistor concerné

Le **court-circuit** d'un interrupteur de puissance consécutif à un défaut de commande ou la destruction de celui-ci (IGBT, Bipolaire) engendre, dans la phase de commande suivante, le court-circuit du bras et de l'alimentation. Le problème à ce niveau consiste à modéliser le comportement du bras du hacheur c'est à dire à connaître les niveaux de tension et de courant dans le convertisseur et l'alimentation. Une étude bibliographique a montré que l'IGBT en régime de court-circuit se comporte comme un générateur de courant constant (courant fonction de l'amplitude du courant de grille dont la chute tension tend à s'équ répartir. Cette phase de fonctionnement, très courte (quelques dizaines de micro secondes), est non destructrice pour le composant. Malheureusement, faute de pouvoir la détecter à temps, le composant (dans le cas d'un IGBT ou d'un Bipolaire) se détruit en se court-circuitant de manière définitive. Les protections de ligne interviennent alors pour protéger l'alimentation.

Modèle : Compte tenu de la difficulté de modéliser le transistor en court-circuit dans la structure considérée, ce cas n'a pas été modélisé dans le modèle topologique.

- **Défauts du transistor limitant la tension U_c** ; transistor maintenu ouvert ou fermé ;

Lorsque le transistor se ferme de façon intempestive on ajoute à la charge représentée par le hacheur, la résistance de freinage R_f . Ceci se traduit, en fonctionnement moteur, par une augmentation sensible du courant dans le filtre et une faible baisse de la tension U_c aux bornes de la capacité. En régime de freinage la tension U_c baisse et se stabilise sous le seuil de limitation bas, sa valeur est fonction du point de fonctionnement. Ce défaut engendre une forte dissipation de puissance dans R_f qui n'est généralement pas dimensionnée pour supporter un tel échauffement.

Modèle : on fixe $T_{on} = 1$ quelle que soit la valeur de U_c

. Lorsque le transistor n'est plus commandé, ou est ouvert, le fonctionnement normal n'est pas modifié mais la limitation de U_c pendant les phases de freinage n'est pas assurée. Ce défaut est dangereux pour la capacité qui est limitée en tension.

Modèle : on fixe $T_{on} = 0$ quelle que soit la valeur de U_c

- Défaut de transmission d'information entre le système de commande et la chaîne de puissance ; un offset s'ajoute à la grandeur de commande β du hacheur.

Modèle : On ajoute, en entrée du comparateur de MLI, un offset sur la grandeur de commande β .

- **Défauts des capteurs de courant et de vitesse** ; le gain de ces capteurs n'est plus correct ou les grandeurs délivrées possèdent un offset.
- Modèle : On ajoute, en sortie des capteurs, un offset.

3.5 - Modèle topologique :

La figure - I.17 - présente le modèle topologique de l'entraînement utilisé en simulation

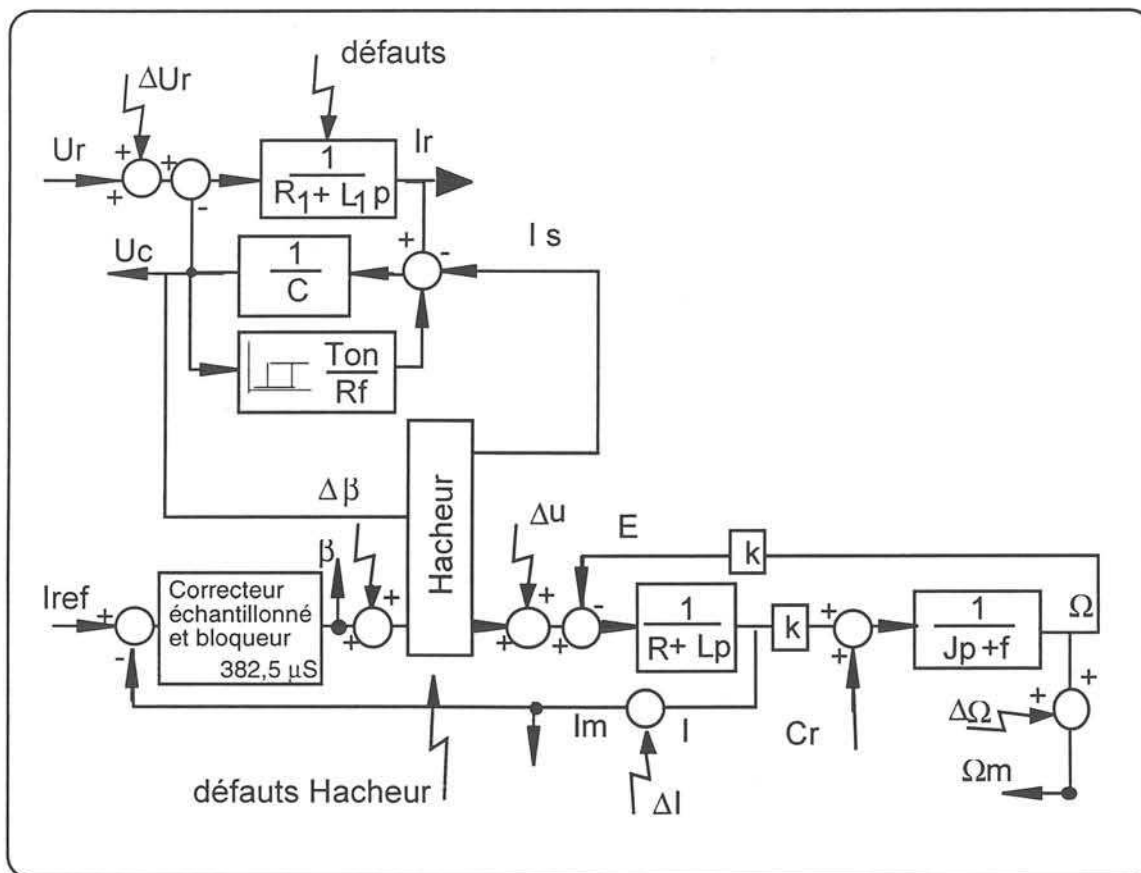


figure - I.17

4 - Modèle de diagnostic

Ce modèle doit être suffisamment représentatif du comportement nominal du système en l'absence des perturbations inconnues ou mal connues tout en étant implantable en temps réel ; le problème principal est posé par le hacheur qui introduit des changements de topologie, donc de systèmes d'équations, à haute fréquence. Le convertisseur est représenté par les relations moyennes (à l'échelle de la période de modulation) reliant les variables électriques amont et aval.

4.1 - Modèle du hacheur : Le modèle "moyen" [OLIVI 85] est basé sur le fait que les variables d'état du convertisseur varient lentement par rapport à la fréquence de commutation. Pour la tension de sortie moyenne on a :

$$\langle U \rangle = \beta U_C$$

Comme pour $\langle U \rangle$, on peut dire que si les constantes de temps du système sont très grandes par rapport à la période de commutation le courant moyen d'entrée : $\langle I_s \rangle = \beta I$.

4.2 - Modèle du filtre : Les commutations dans le modèle du filtre et du dispositif de freinage présenté précédemment sont de faible fréquence (mode freinage ou/et conduction discontinue du redresseur du secteur 50 Hz) . Un tel modèle est tout à fait envisageable en temps réel ; cependant pour simplifier les équations, une représentation plus simple peut être donnée sur le graphe de la figure I.18 :

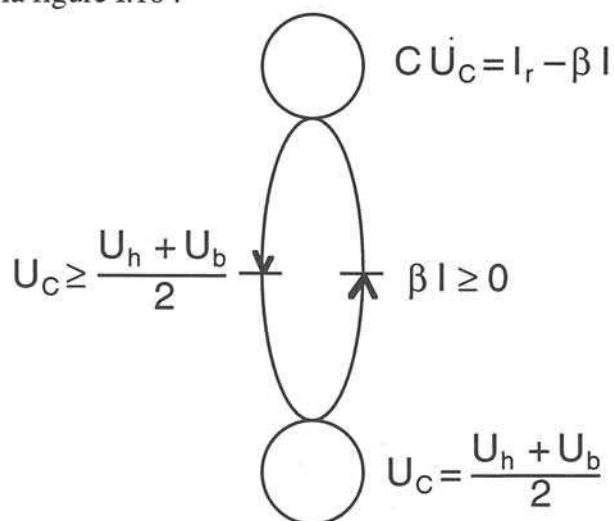


figure - I.18 - : Graphe d'enchaînement des équations de la tension aux bornes du condensateur

Nous avons cependant opté pour la première solution (figure - I.13-) afin d'être le plus proche possible du fonctionnement réel.

4.3 - Modèle du redresseur : Le pont redresseur est représenté par sa tension de sortie U_r . U_r peut être obtenue de deux façons différentes :

- Soit U_r est fixée à une valeur nominale et on néglige ses variations et ondulations
- Soit U_r est mesurée.

4.4 - Modèle de la commande et de la machine : Ces deux fonctions sont modélisées par les équations différentielles et récurrentes décrites précédemment dans le modèle topologique.

4.5 - Modèle de la mécanique : Le couple de charge est modélisé par une valeur constante C_{r0} qui correspond au couple de charge au point de fonctionnement nominal de l'entraînement.

4.6 - Le modèle complet :

La figure I.19 représente le modèle de diagnostic complet de l'entraînement électrique, il est composé de plusieurs ensembles couplés entre eux. Chaque ensemble représente un des modèles de fonction décrit dans ce paragraphe.

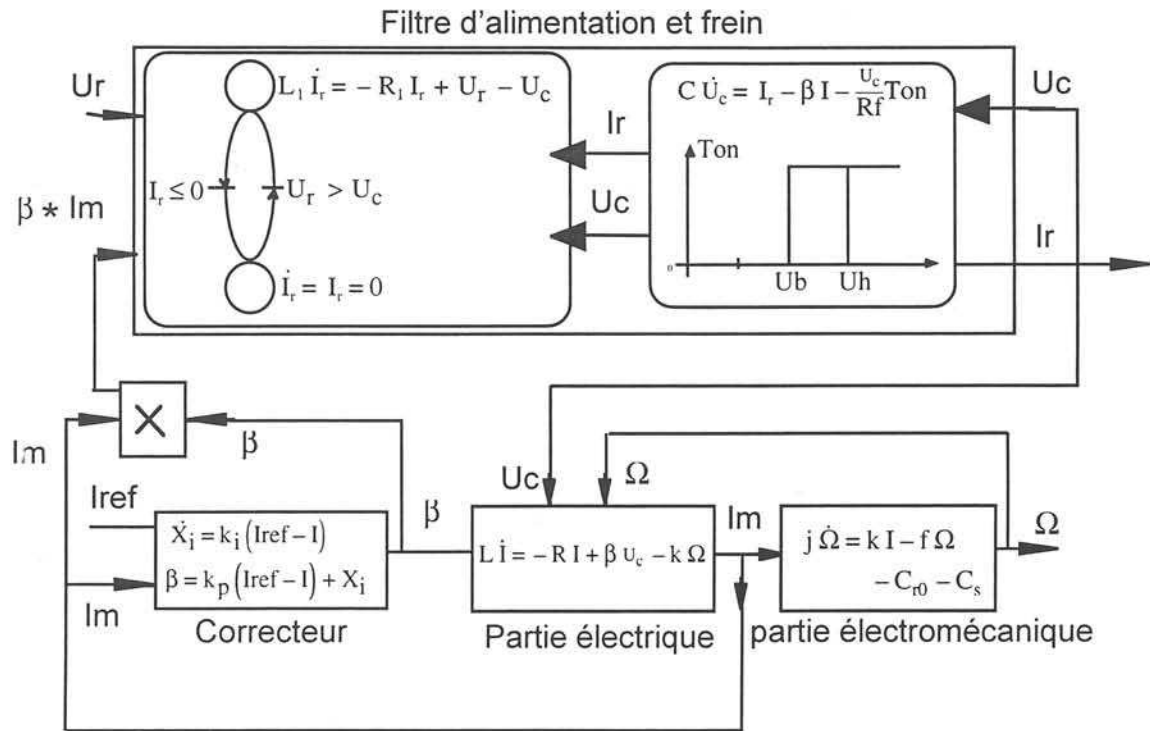


figure- I.19- Modélisation de l'entraînement électrique

Les incertitudes de modélisation sont principalement dues :

- A la perturbation inconnue que représente le couple de charge,
- Au fait que certains paramètres sont mal connus ou susceptibles d'évoluer : les frottements, la résistance de la machine ...,
- Au processus de modélisation moyenne et du hacheur et du redresseur.

La non-linéarité des équations d'état : Cet ensemble de modèles moyens, défini précédemment, présente un produit de variables d'état dans l'équation du calcul du courant machine (qui est dû à la modélisation moyenne du hacheur comme un gain de valeur U_c) et dans les équations du filtre d'alimentation qui nécessitent la valeur de $\beta \cdot I$ (β dépend de I et de X_i). Ces produits de grandeurs d'état posent des problèmes d'écriture du système d'équations d'état sous la forme $\dot{x} = AX + Bu$. Nous sommes donc contraint d'effectuer des hypothèses de simplification pour découpler ces variables d'état. Comme la dynamique des grandeurs

électriques de la machine est très rapide devant celle du filtre, la tension U_c peut, du point de vue des variations des grandeurs β et I , être considérée comme constante. La deuxième simplification consiste à séparer le système d'état en deux systèmes distincts : le système électromécanique ($X = I, X_i, \Omega$) et le filtre ($X' = I_r, U_c$).

On peut donc par cet artifice exprimer le modèle électromécanique sous forme d'équations d'état. L'équation d'état du système électromécanique peut s'écrire, avec

$$\dot{X}_i = k_i (I_{ref} - I) :$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{X}_i \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R + k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} & 0 \\ k_i & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref} \\ C_{ref} \end{bmatrix}$$

Concernant l'équation du filtre, on s'affranchit du terme non linéaire en prenant le produit $\beta^* I$ comme une entrée du système d'état. L'équation d'état du filtre est :

$$\dot{X}' = \begin{bmatrix} \dot{I}_r \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_l}{L_l} & -\frac{1}{L_l} \\ \frac{1}{C} & -\frac{T_{on}}{R_f C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ \beta \cdot I \end{bmatrix}$$

Le fait de prendre le produit $\beta^* I$ comme une entrée du deuxième modèle d'état nous impose de connaître sa valeur à chaque calcul du modèle du filtre (qui est donné par le premier modèle d'état).

Nous disposons, à ce stade d'un modèle de diagnostic permettant d'estimer le comportement sain du procédé. Ce modèle continu devra être discrétisé pour être implanté dans le calculateur de diagnostic. Ce modèle peut en fait être mis en oeuvre de plusieurs manières différentes selon le découpage fonctionnel que l'on décide de réaliser. De ce découpage dépend le nombre de

modèles indépendants, les variables d'entrée et de sortie de chacun d'eux. Une étude réalisée au chapitre III met en évidence les qualités de deux de ces modèles parallèles. Le chapitre IV quant à lui utilise le modèle de la partie électromécanique et le complète par une modélisation des défauts potentiels afin de réaliser un modèle nommé "batterie d'observateur".

5 - Conclusion et cadre de l'étude

Dans ce chapitre nous avons répertorié les différentes méthodes de diagnostic qui peuvent s'adapter aux entraînements électriques.

Un entraînement électrique est un procédé soumis à un grand nombre de défauts potentiels, peu de grandeurs d'état et un ensemble de modèles non linéaires, simples et possédant des couplages entre eux (filtre d'entrée, convertisseur-machine et la mécanique). Possédant une connaissance exacte du comportement et une modélisation mathématique approchée de l'entraînement nous sommes à même maintenant de choisir la où les méthodes de diagnostic adaptées à notre problème.

La redondance matérielle étant exclue pour des raisons économiques, il reste d'une part les méthodes de redondance analytique, d'autre part les méthodes à base de connaissance. Une application des systèmes experts portant sur le diagnostic des grands entraînements synchrones a été développée au laboratoire par S. Harens [AHREN 93]. Une étude en cours tend à montrer l'efficacité des arbres de défaillances pour la détection et localisation de défauts dans les convertisseurs de puissance [PEUGE 96] L'estimation de paramètre n'est pas étudiée car elle paraît être peu adaptée à l'estimation de paramètres à partir de signaux possédant une grande amplitude et une forte dynamique. Néanmoins étant en la possession d'un modèle mathématique et d'un certain nombre de mesure, la redondance analytique nous semble être intéressante en terme de représentation du système, de rapidité de détection et de facilité de mise en oeuvre. La thèse de S. Catellani [CATEL92] sur l'utilisation de modèles parallèle pour le diagnostic de défauts dans les hacheurs sert de base à cette étude ainsi que la thèse de C. Berendsen [BEREN 93] sur l'utilisation d'observateurs pour la détection de défauts capteurs/commande.

Notre étude vise à définir, dans le cadre restreint que nous nous sommes fixés, la méthode d'estimation d'état la mieux adaptée au diagnostic des entraînements électriques en considérant les défauts concernant l'ensemble du convertisseur, de la commande et des capteurs. Ces algorithmes devront pouvoir être implantés en temps réels sur le procédé et sans ajout de capteurs supplémentaires.

CHAPITRE II

Mise en oeuvre des modèles parallèles

Le modèle parallèle utilisé a des fins de diagnostic a déjà fait l'objet d'une thèse au LEG. Cependant il est apparu nécessaire, lors de la mise en oeuvre de cette technique, d'effectuer une étude de sensibilité aux erreurs de modélisation. Cette étude a permis de valider cette approche à des fins d'implantation en temps réel sur un banc expérimental.

Après avoir établi un modèle de l'entraînement électrique, nous nous sommes intéressés au chapitre I à l'utilisation de celui-ci pour le diagnostic. Dans le chapitre I au paragraphe 2.3 nous avons mis en évidence deux types de modèles de diagnostic : Les modèles parallèles et les observateurs. Le chapitre II est la mise en oeuvre des modèles parallèles appliquée aux entraînements électriques.

0- Introduction - Objectifs de l'étude

Ce chapitre se veut une étude exhaustive des performances que l'on est en droit d'attendre d'un modèle parallèle pour le diagnostic des entraînements électriques. Il vient compléter les études de faisabilité déjà réalisées par S. Catellani [CATEL 92]. Nous allons aborder, en particulier, les problèmes de découpages fonctionnels de l'entraînement à courant continu, liés à la situation des défauts à détecter et à la capacité de détection désirée.

Nous nous sommes intéressés à la mise en oeuvre en simulation des deux types de modèle parallèle et nous discutons de l'utilisation de ces modèles pour le diagnostic.

Les résultats présentés, pour les deux types de modèles, ont permis d'en apprécier la robustesse, la sensibilité et la capacité de détection.

On conclura sur les performances et les limites des modèles parallèles dans le cadre bien précis des entraînements électriques.

1- Rappel sur le modèle de diagnostic défini au chapitre I

Les deux modèles définis sont représentés par les équations d'état suivantes :

$$\text{Rappel : } \beta = \left(K_{PI} + \frac{KI_I}{p} \right) (I_{ref} - I) = K_P (I_{ref} - I) + X_i$$

X_i est le terme intégral du correcteur.

Avec $\dot{X}_i = k_i (I_{ref} - I)$ la partie électromécanique se met sous la forme :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{X}_i \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R + k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} & 0 \\ k_i & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref} \\ C_{r0} \end{bmatrix}$$

Le filtre, quand à lui, se représente par :

$$\dot{X}' = \begin{bmatrix} \dot{I}_r \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_l}{L_l} & -\frac{1}{L_l} \\ \frac{1}{C} & -\frac{T_{on}}{R_f C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ \beta I \end{bmatrix}$$

Comme nous l'avons vu au chapitre I les défauts considérés sont de deux types :

Les défauts structurels sont les défauts qui modifient les relations physiques entre les variables internes du système : ce sont principalement les défauts d'électronique de puissance et les variations de paramètres. Ces défauts sont modélisés, dans les schémas blocs, par une relation entrée-sortie différente de celle valable en fonctionnement normal.

Les défauts additifs sont principalement des défauts d'offset de capteur ou de commande, ou consécutif à un défaut d'électronique de puissance. Pour ces défauts, dont l'amplitude et l'instant d'arrivée sont inconnus, la modélisation est représentée par la figure -II.1-.

Remarque : En régime statique, pour un point de fonctionnement donné, un défaut de gain capteur peut être confondu avec celui d'une erreur d'offset.

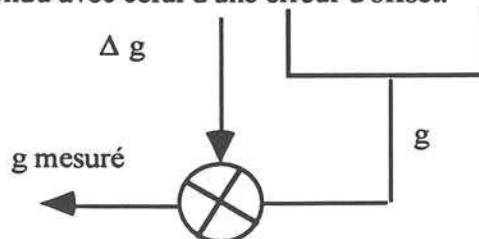


figure - II.1 - modélisation d'un défaut additif (capteur ou commande)

2- Choix d'un modèle parallèle, stratégie de diagnostic

L'objectif de cette partie de chapitre est d'analyser en terme de diagnostic l'apport du modèle parallèle. Celui-ci peut se mettre en oeuvre de deux manières différentes : soit de modéliser l'ensemble de l'entraînement par un modèle global, soit d'utiliser plusieurs modèles partiels ne représentant chacun qu'une fonction de l'entraînement.

Le but est d'appliquer cette étude à la structure que l'on s'est donnée, et d'étudier la capacité de chaque type de modélisation parallèle (globale ou partielle) à détecter et à localiser les défauts considérés.

2.1 - Description du modèle d'état du procédé :

Les entrées connues u : I_{ref} , U_r : ce sont des grandeurs constantes ou lentement variables.

Comme on l'a précisé au chapitre I, U_r peut être mesuré ou considéré comme constant

Les sorties y (mesures) : β , I_m , Ω_m , U_c

. la grandeur de commande β est fournie naturellement par le calculateur de commande qui la génère,

. I_m et Ω_m sont mesurées pour les boucles d'asservissement,

. La valeur de U_c est connue car elle commande le transistor de frein ($\text{ton}(U_c)$).

Les entrées inconnues : Ce sont des entrées du procédé dont on est incapable de modéliser totalement le comportement. On trouve sous cette dénomination les défauts et les perturbations.

- Les défauts f :

. L'indication "défauts" montre les risques de défauts structurels du transistor de limitation de U_c ou du hacheur.

. Δu représente une erreur sur la tension moyenne de sortie du hacheur, un échelon de Δu peut représenter un changement brusque dans la forme de cette tension consécutive à un défaut transistor. Un défaut transistor aura une influence sur la tension mais aussi sur le

courant consommé par le hacheur modélisé par $\beta * I$.

. $\Delta\beta$ représente un défaut d'offset sur la grandeur de commande due à un problème de transmission de données.

. ΔI et $\Delta\Omega$ représentent un défaut d'offset sur les grandeurs mesurées.

- Les perturbations d :

. Δu représente aussi les ondulations normales dues à la MLI.

. ΔU_r représente les perturbations du réseau.

. ΔC_r représente la variation du couple de charge autour de sa valeur nominale C_{r0} .

Si on intègre au modèle d'état toute la connaissance que nous possédons du système celui ci peut se mettre sous la forme :

Equations d'état de Se :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{X}_i \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R + k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} & 0 \\ k_i & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref} \\ C_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \Delta C_r + \begin{bmatrix} -\frac{k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ -k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta\beta \\ \Delta u \\ \Delta\Omega \end{bmatrix}$$

Équations des sorties de Se

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -k_p & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_p & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref} \\ C_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta C_r + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -k_p & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

$$Y = C X + D u + F_d d + F_f f$$

Équations d'état de Sf

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{I}_r \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_l}{L_l} & -\frac{1}{L_l} \\ \frac{1}{C} & -\frac{T_{on}}{R_f C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ \beta \cdot I \end{bmatrix}$$

$$\dot{X} = A X + B u$$

Équations des sorties de Sf

$$y = \begin{bmatrix} I_r \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ \beta \cdot I \end{bmatrix}$$

$$Y = C X + D u$$

Les vecteurs u, d et f sont inconnus tant en amplitude qu'en temporel (instant d'occurrence); cette considération n'apporte rien, telle quelle, au modèle parallèle pour le diagnostic.

2.2 - Mise en oeuvre du modèle de diagnostic

Le but du modèle de diagnostic étant de représenter fidèlement le procédé à surveiller, la méthode la plus naturelle, dérivée de la redondance matérielle, est de recréer un procédé mathématique possédant les mêmes paramètres que le système réel et recevant les mêmes entrées. Ce modèle consiste à utiliser directement le modèle d'état défini au chapitre I, il sera nommé **modèle global** car il modélise l'ensemble du procédé. On rappelle que ce modèle global est déjà scindé par les contraintes mathématiques de linéarité des équations d'état : les entrées de Se sont Iref et Cr0 avec Uc paramètre constant. Les entrées de Sf sont Ur et $\beta \cdot I$. Pour limiter la dépendance entre les fonctions, nous avons généralisé ce découpage à tout le système. On a défini ainsi un ensemble de modèles indépendants ou découplés les uns des

autres : Le **modèle partiel** ou découplé

2.2.1 - Modèle parallèle global

Le but du modèle global est de reproduire le fonctionnement global du système, avec tous ses couplages internes. On a un modèle représentant le fonctionnement moyen de l'ensemble de l'entraînement.

Le modèle d'état du filtre est couplé à la partie électromécanique par le courant moyen absorbé par le hacheur égal à $\beta * I_{mod}$. Le produit $\beta * I_{mod}$ est soumis au bon fonctionnement du hacheur et à la valeur correcte de I_{mod} . Un défaut du hacheur, ou un défaut affectant I_{mod} biaiseront les résultats du modèle Sf (I_{rmod} et U_{cmod}).

Le modèle de la partie électromécanique est aussi couplé à l'état du filtre par la tension U_c . La valeur de U_{cmod} est soumise au bon fonctionnement du transistor de limitation de U_c et aux entrées provenant du modèle. Un défaut affectant U_{cmod} biaisera essentiellement la valeur de β_{mod} car la présence de l'asservissement de courant permettra d'éviter le biais sur les valeurs de Ω_{mod} et I_{mod} .

La figure - II.2 - présente la structure du modèle parallèle global.

Remarques :

- Toutes les fonctions présentant une intégration sont bouclées, et ainsi aucune grandeur ne divergera à cause des calculs.
- la mesure de la tension redresseur U_r permet au modèle de prendre en compte les perturbations ΔU_r et d'isoler les perturbations de la source de l'ensemble surveillé. C'est pour cela que nous retenons cette solution.
- On peut prévoir que le courant du modèle suivra celui de la référence et comme la structure de commande n'impose que le couple, alors la vitesse du modèle parallèle (qui ne prend pas en compte les variations du couple de charge) sera toujours celle de la machine chargée sous $Cr0$. La perturbation due au couple de charge va donc provoquer une erreur d'estimation de

la vitesse. Plus le couple sera important plus le biais le sera aussi.

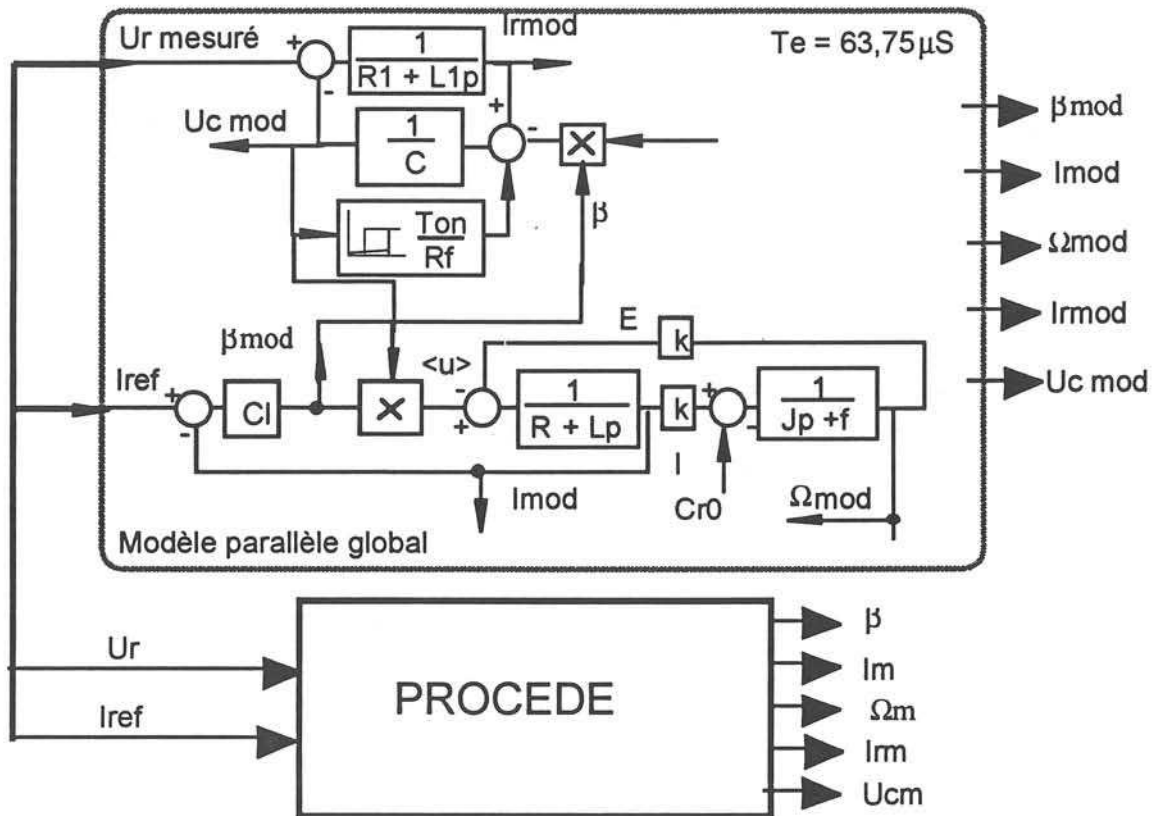


figure - II.2 - Organisation du diagnostic avec le modèle parallèle global

2.2.2- Le modèle parallèle partiel ou découplé

On dispose de la mesure des cinq variables d'état, il semble possible de découpler des fonctions entre elles en utilisant ces mesures comme entrées. Ainsi, l'influence de certaines perturbations se trouve diminuée.

Par exemple, si on mesure le courant machine I_m , que l'on connait le couple résistant $Cr0$ alors l'équation mécanique nous donne Ω_{mod} . Si Ω_{mod} est différent de Ω alors, soit l'équation mécanique n'est plus vérifiée suite à une erreur de paramètre, soit l'une des mesures est fausse, soit le couple de charge est perturbé. Ce modèle est sensible aux perturbations de couple et aux défauts capteur. Les autres modèles utilisent la vitesse mesurée, ils ne seront pas affectés par les perturbations de couple. contrairement aux variables d'état du modèle global qui, du fait des couplages internes, sont, comme celles du procédé, toutes plus ou moins sensibles aux perturbations.

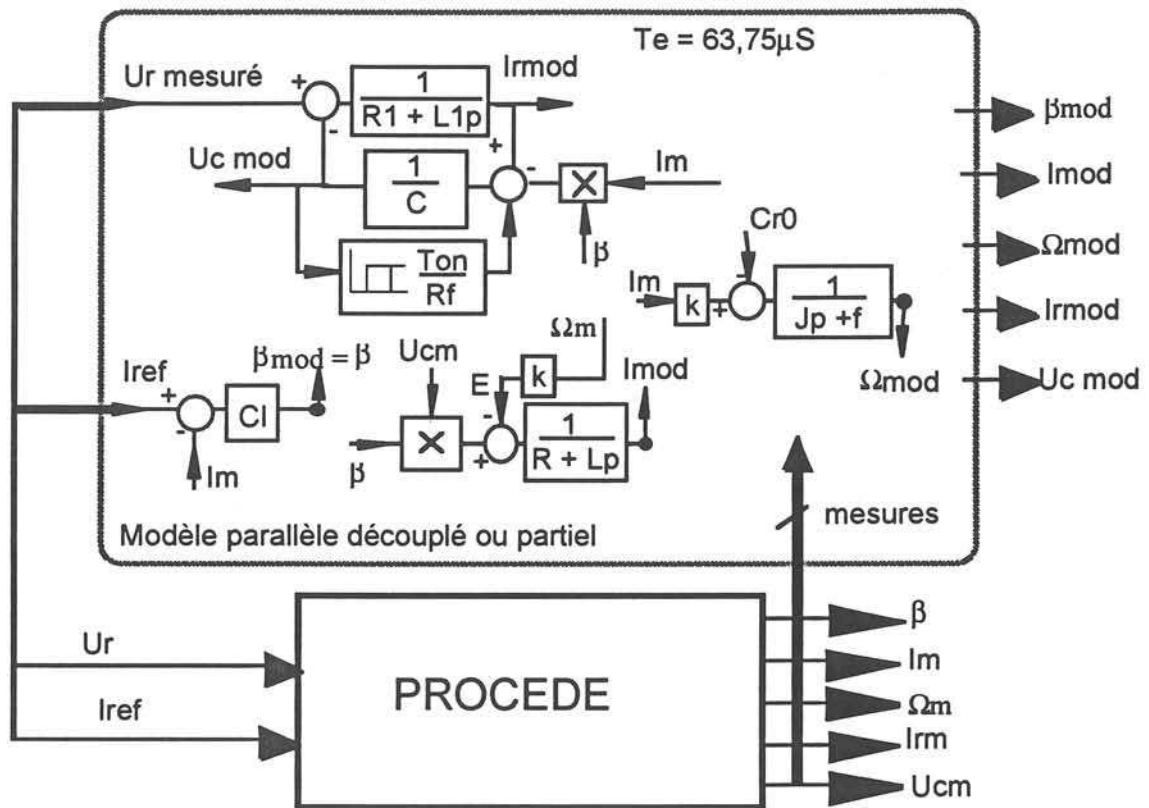


figure - II.3 - organisation du diagnostic avec le modèle parallèle découplé

Remarques :

- Maintenant, la fonction présentant une intégration n'est plus bouclée, il y a un risque que le calcul de β_{mod} diverge. Pour un correcteur numérique, il n'y a pas de risque de divergence si le calcul du modèle est identique à celui du système (mêmes entrées et même algorithme).
- Nous retenons aussi la mesure de la tension redresseur U_r pour prendre en compte les perturbations ΔU_r et isoler les perturbations de la source de l'ensemble surveillé.
- Le courant du modèle I_{mod} ne suivra plus systématiquement celui de la référence.

3- Simulation complète (procédé et modèles parallèles)

L'étude, en simulation, de la capacité de diagnostic des différents types de modèles parallèles nécessite de développer un programme de simulation spécifique. Nous résolvons le procédé et les modèles parallèles en même temps. la figure - II.4 - décrit la structure de cette simulation.

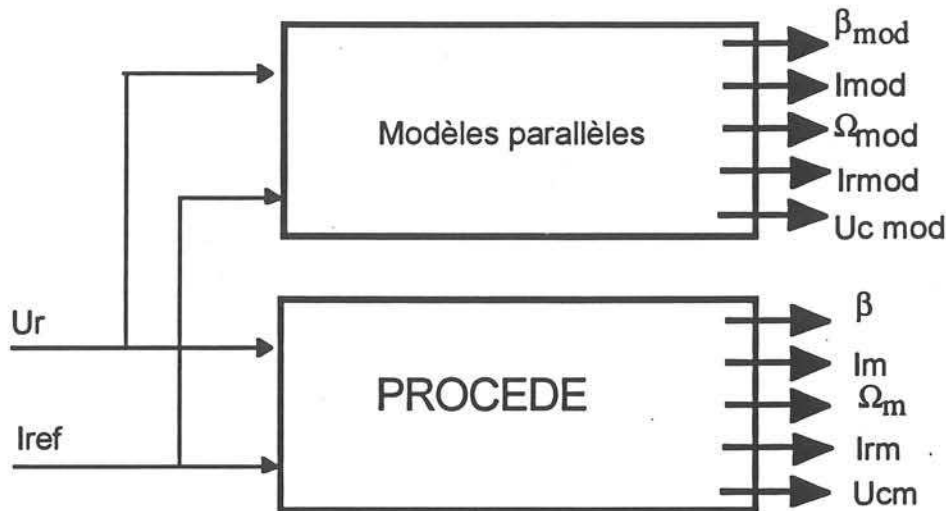


figure - II.4 - : Simulation du procédé et des modèles parallèles

Le procédé est simulé en utilisant le modèle topologique complet défini au chapitre I. En utilisant le logiciel de calcul matriciel "Xmath" [XMATH] nous avons mis en oeuvre la structure de la figure - II.4 -. Sa résolution est continue pour le hacheur réel (en prenant en compte la topologie des interrupteurs fermés), la machine et le filtre (selon l'état du transistor de frein) et discrète pour le correcteur. Déjà validé lors de travaux précédents, il servira de référence pour tous les tests de diagnostic.

Le modèle parallèle sera, à terme, implanté dans le calculateur de commande ou dans un calculateur parallèle, ce qui nécessite d'avoir une résolution discrète. Les équations du modèle moyen doivent être mise en oeuvre sous une forme discrète. Le choix de la période d'échantillonnage est fait suivant les critères suivants :

- Les deux correcteurs (modèle et procédé) doivent être synchrones pour éviter les retards modèle/procédé lors des phases dynamiques.
- Le modèle étant un modèle moyen (utilisé par ailleurs pour la synthèse du correcteur du procédé) le courant pris en compte pour le calcul de la régulation doit être, comme sur le procédé, le courant moyen. La seule façon pour mesurer le courant moyen est de synchroniser sur les sommets des triangles de la MLI. La figure - II.5 - illustre ce fait.

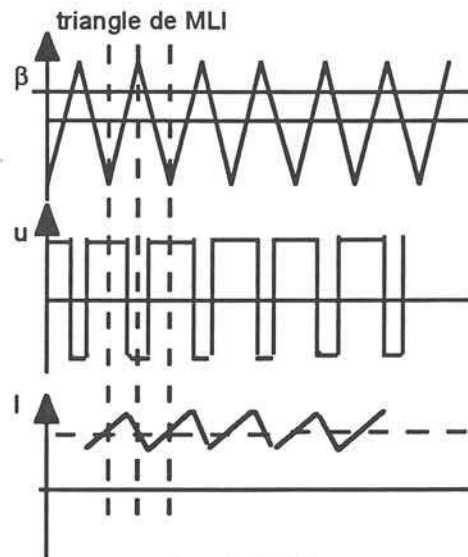


figure - II.5 - : mesure du courant moyen selon la MLI.

- Les contraintes de mise en oeuvre des algorithmes de commande du procédé (temps d'acquisition et de calcul) imposent une période d'échantillonnage minimum.
- Pour minimiser les effets de la discrétisation (retard) sur la comparaison entre les sorties estimées et mesurées il faut une période d'échantillonnage la plus faible possible.

Ces critères nous ont amené à choisir la plus petite période, synchrone avec les sommets des triangles de MLI, c'est à dire la demi-période de MLI ($63.75 \mu\text{S}$). Le correcteur est calculé toute les 3 périodes de MLI c'est à dire tous les 6 pas de calcul ($382,5 \mu\text{S}$). (cf. figure - II.6 -)

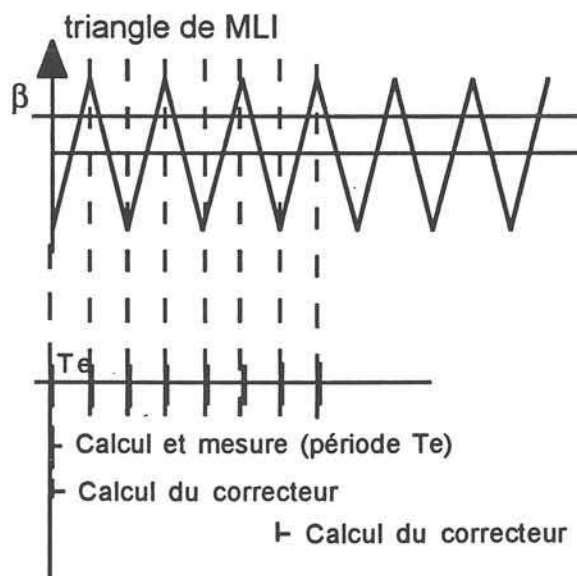


figure - II.6 - Organisation temporelle des calculs

La figure - II.7 - présente un exemple de simulation qui montre les évolutions temporelles de la

grandeur de commande (β), des courants du procédé (i_{top}) et du modèle (i_{mod}) et le triangle de la MLI. On remarque la simultanéité des changements d'état en sortie des correcteurs ainsi que leur synchronisme avec les sommets de triangles de MLI.

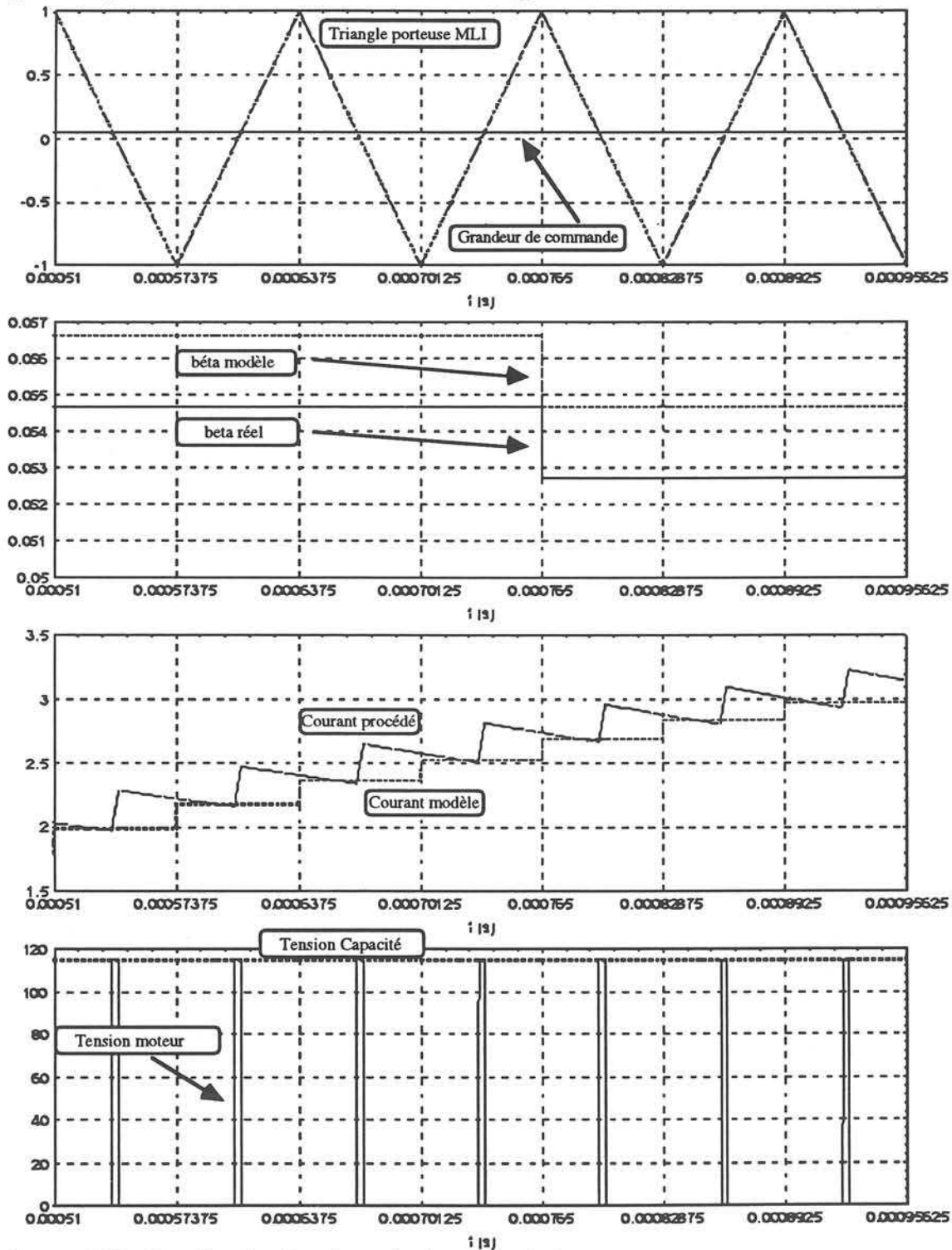


figure - II.7 - Synchronisation des calculs en simulation

Discretisation du modèle

La discrétisation a été réalisée avec la fonction Discretise du logiciel Xmath. La discrétisation

du modèle parallèle impose pour des raisons de causalités, un retard d'une période d'échantillonnage entre le procédé et les sorties estimées, ce retard apporte un bruit assimilable à un bruit de quantification sur les résidus calculés à partir des grandeurs continues telles que la vitesse ou la tension aux bornes de la capacité. Cette imperfection du modèle engendre une augmentation sensible du niveau moyen des résidus hors défauts .

Les essais se feront, sauf indication contraire, à couple de charge ($Cr0$) égal à 0,2 Nm et couple de frottement sec (Cs) nuls.

Le procédé étant modélisé, le domaine d'action du système de diagnostic (nombre de données disponibles et nombre de défauts à diagnostiquer) étant défini, nous allons maintenant tester en simulation les deux systèmes de diagnostic : le premier qui utilise un modèle parallèle global et le deuxième qui utilise des modèles parallèles partiels.

4- Résultats de simulation du modèle parallèle global

4.1- Remarque sur le fonctionnement du procédé:

Le procédé est en grande partie en boucle fermée, c'est à dire que le correcteur génère une grandeur de commande β de manière à assurer l'égalité entre la consigne I_{ref} et le courant mesuré I_m . La boucle de courant tentera toujours d'annuler l'influence des perturbations ou défauts qui en modifient le fonctionnement. S'il n'y a pas de saturation dans la commande, alors $I_m = I_{ref}$, le défaut ne sera perceptible que sur une comparaison entre β et β_{mod} .

Dans le cas où le correcteur ne peut pas assurer sa fonction on a alors I_{ref} différent de I_m , la présence de défauts est flagrante.

4.2- Calcul des résidus en fonction des défauts et des perturbations

Le modèle parallèle utilise les équations d'état moyennes du procédé. Comme nous l'avons vu précédemment, ces équations utilisent les entrées connues du système (constantes ou mesurées) afin d'estimer son état puis ses sorties. Ces estimations ne tiennent pas compte des entrées inconnues (perturbations, défauts, erreurs de paramètres), car elle ne sont pas disponibles.

Chapitre II : Mise en oeuvre des modèles parallèles

insensible à ces entrées inconnues. La sensibilité du procédé est en direction) par les différentes matrices d'application de ces entrées sont connues. Le modèle parallèle se présente sous la forme :

$$\dot{X} = A X + B u$$

$$Y = C X + D u$$

Le procédé réel est représenté par les équations d'état :

$$\dot{X} = A X + B u + E d + E_f f$$

$$Y = C X + D u + F d + F_f f$$

Pour des défauts et des perturbations de forme additive.

ce cas l'erreur d'estimation e est soumise à l'équation dynamique :

$$\dot{e} = A(X - \hat{X}) + E d + E_f f$$

$$\dot{y} = C(X - \hat{X}) + F d + F_f f$$

ces simulations et sauf indications contraires, calculés de la façon la plus précise possible la valeur absolue de la différence des sorties du procédé et du modèle.

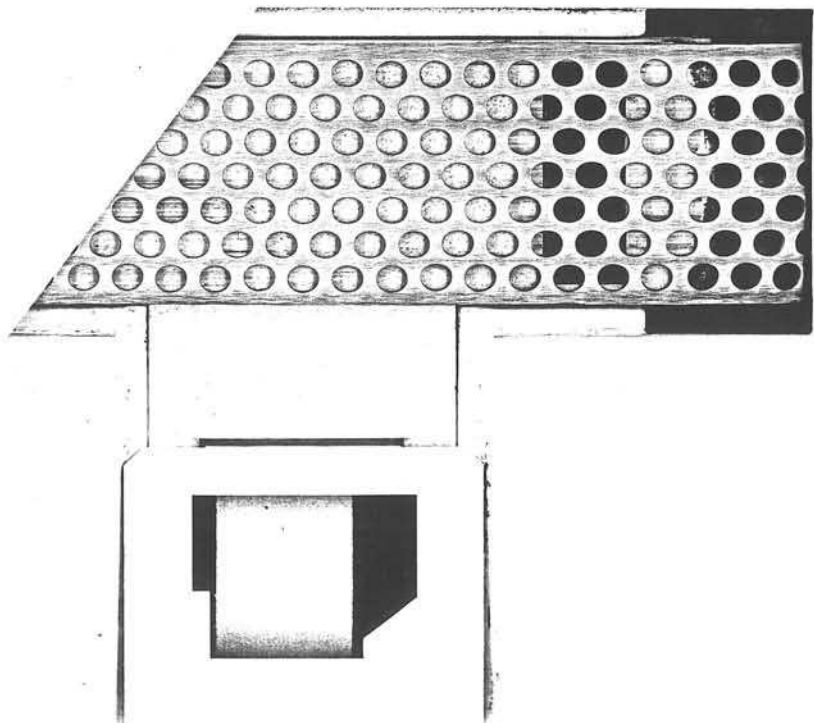
$$e = (y_i - \hat{y}_i)$$

représentatif des différences de forme et de dynamique entre le modèle et le procédé.

Le modèle parallèle global

des résultats de simulations, les essais sont effectués sur le procédé réel si ils sont significatifs, en annexe 1.

Le "procédé réel" en simulation



a.- Échelon de 5A du courant Iref à t=0.01s

- vitesse initiale = 117.5 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension initiale $U_c = 112$ V
- couple de charge $Cr0 = 0,2$ Nm

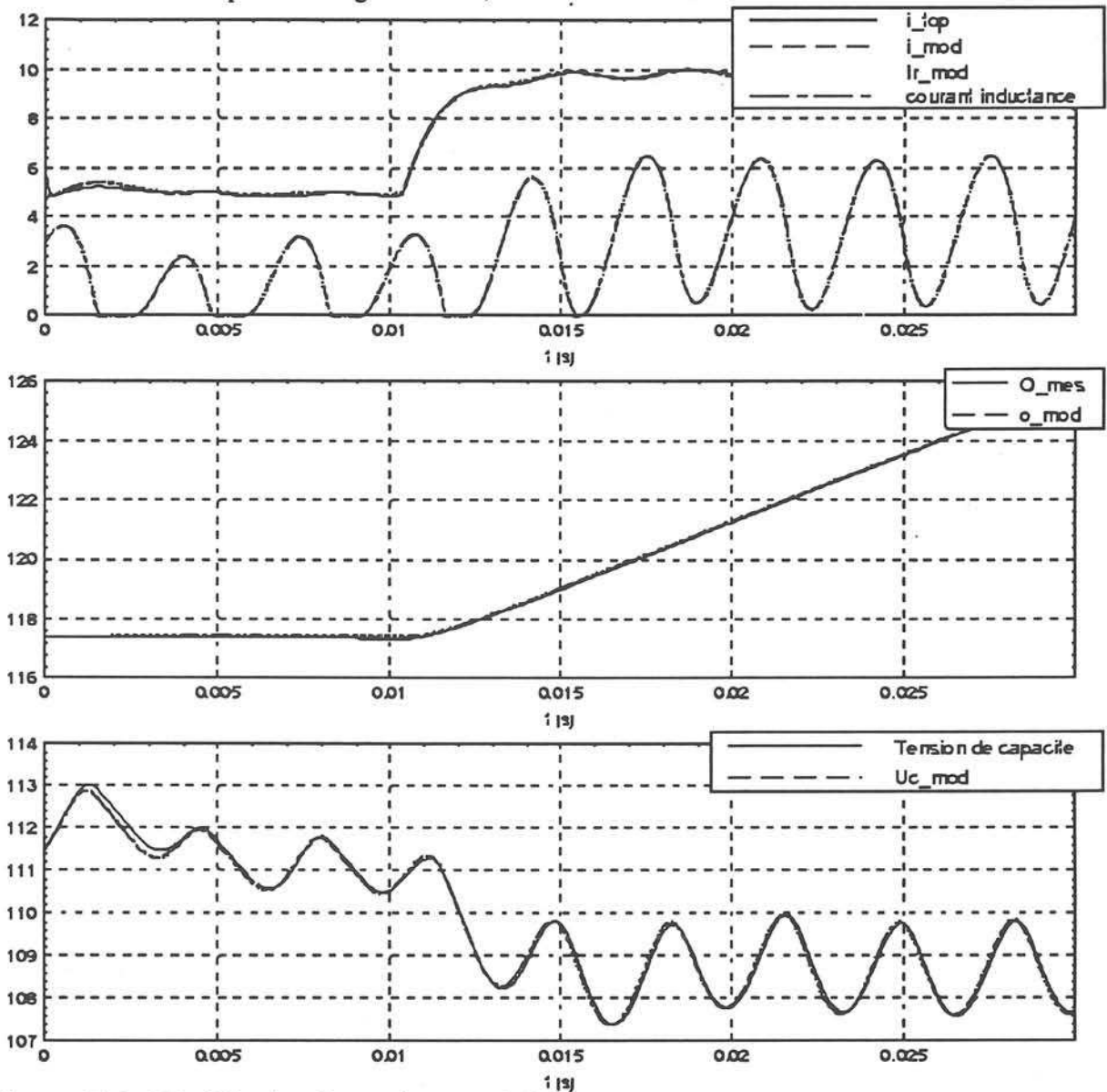


figure - II.8 - Modification de consigne en régime permanent

On remarque la superposition des évolutions des signaux issus du modèle parallèle et du procédé simulé.

Résidus associés à l'échelon de 5A du courant Iref à t=0.01s (figure - 15 -)

- vitesse initiale = 117.5 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension initiale $U_c = 112$ V
- couple de charge $Cr0 = 0,2$ Nm

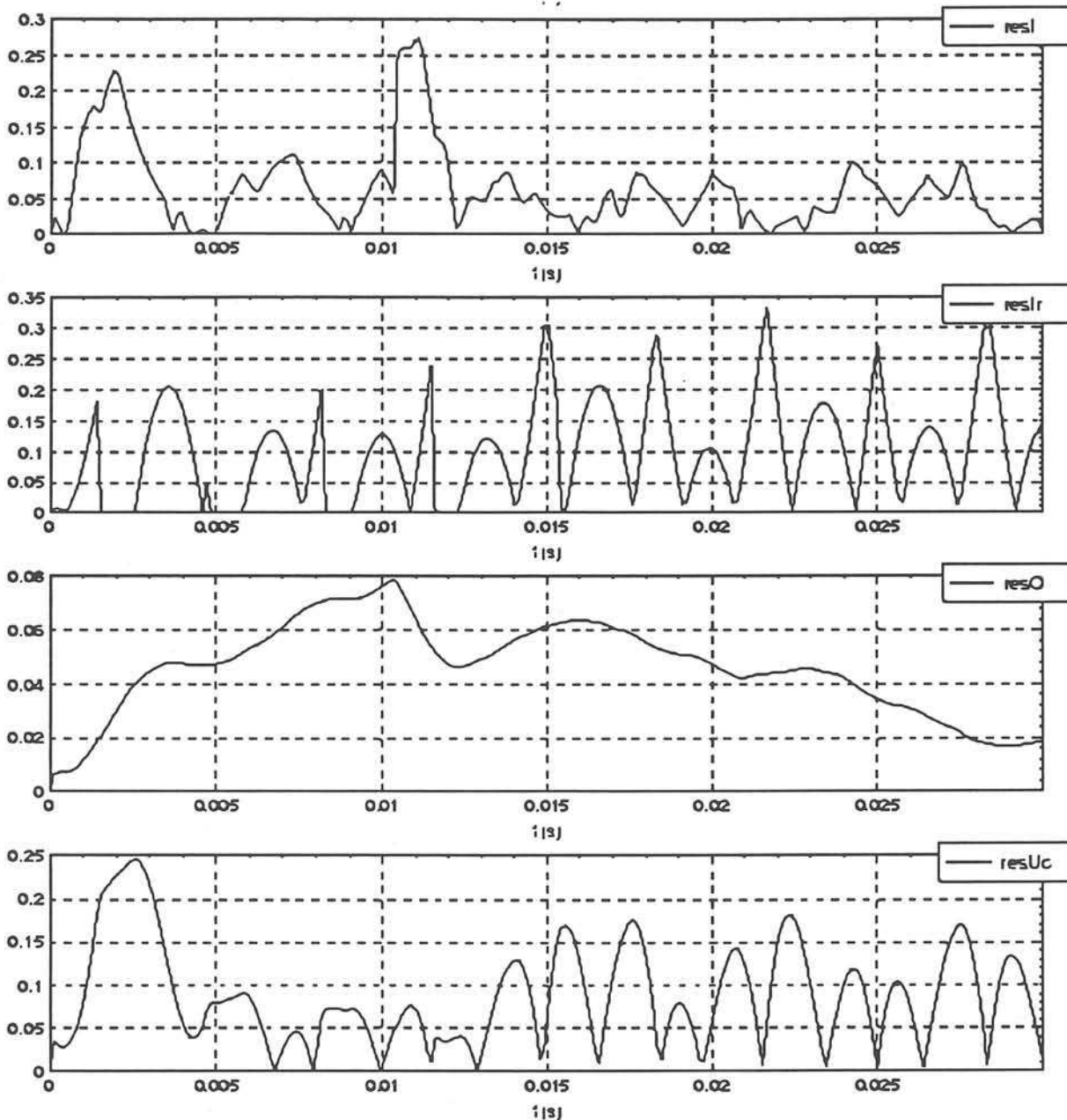


figure - II.9 - Résidus de la figure - II.8 -

Ces premières simulations permettent de déterminer les niveaux des résidus en absence de défauts et perturbations.

Remarque : Le résidu sur la vitesse est très faible, car le couple de charge est identique à celui pris en compte dans le modèle.

Les résultats concernant le fonctionnement normal en moteur et en frein se trouvent en annexe 2.

b- Étude de la sensibilité aux perturbations et aux variations de paramètres

b.1 - Échelon de couple de charge de 0,2 Nm à $t=0.01$ s

- vitesse initiale = 117.3 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- couple de charge $Cr0 = 0,2$ Nm
- perturbation de couple de charge $\Delta Cr = 0.2$ Nm

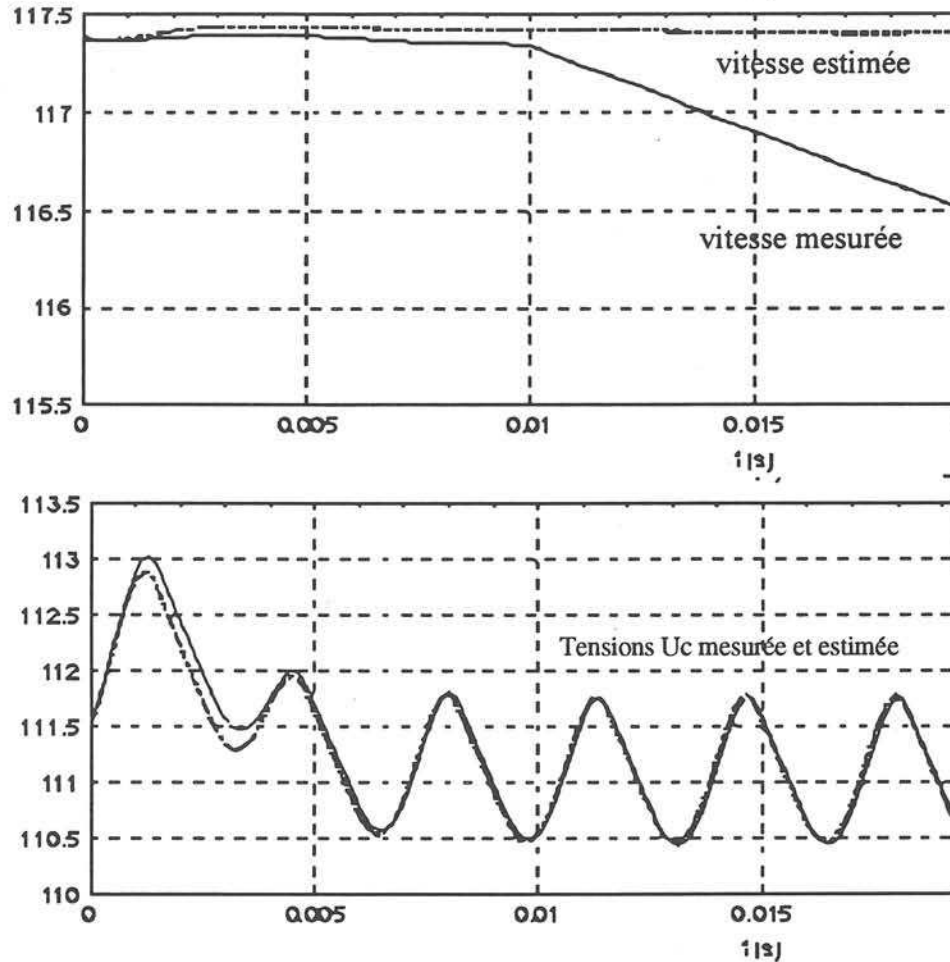


figure - II.10 - Comparaison des vitesses lors d'une variation de couple de charge

Comme prévu, la variation du couple résistant perturbe fortement l'estimation de la vitesse (car la commande n'impose que le couple moteur avec la vitesse en boucle ouverte).

Les autres grandeurs (sauf le courant) sont affectées, car la boucle de courant compense la variation de vitesse en modifiant la valeur de β . Cette modification de la valeur de β n'affecte que très peu son résidu car β varie avec la dynamique de la vitesse et dans de faibles proportions (Pour 14 rd/s correspondant à la diminution de vitesse consécutive à l'échelon de couple, β varie de $k \Omega/U_c = 0,03$ soit 10 %). Même si le terme $\beta * I$ est un peu affecté, le filtre est peu sensible aux variations de couple car la variation de la chute de tension dans r_l reste faible.

b.2 - L'influence des perturbations de l'alimentation sont présentées en annexe 3.

c. - Erreurs de modélisation (hachage)

Le hachage du courant dans la machine est équivalent à un bruit de fréquence et d'amplitude quasi-constante. On a vu au paragraphe 3 figure -II.4 - à - II.7 - qu'il peut être éliminé par la mesure du courant moyen de façon synchrone avec la MLI (courant prélevé aux instants des pics des triangles de la MLI).

d - Erreurs initiales des paramètres R, L, k, J et f (erreurs permanentes)

Les erreurs d'initialisation des paramètres du modèle ont pour effet de biaiser sous la forme d'offsets certaines grandeurs (l'offset peut dépendre du point de fonctionnement).

- Dans le cas de R et L, la boucle de courant est souvent robuste vis-à-vis de ces paramètres, et ainsi leurs erreurs n'ont de conséquences que sur la valeur de la grandeur de commande β .
- Une mauvaise valeur de k provoque des mauvaises estimations du couple et de la fem de la machine. Donc la vitesse est mal estimée (boucle ouverte) et la tension aux bornes de la machine est aussi fausse (dépend essentiellement de la fem), ce qui a pour conséquence de biaiser la valeur de β et d'avoir une influence sur le filtre d'entrée.
- Une mauvaise valeur de f a le même effet que la présence d'un couple de charge (dépendant de la vitesse). La vitesse est mal estimée (boucle ouverte) ; ce qui a pour conséquence de biaiser la valeur de β et d'avoir une influence sur le filtre d'entrée.
- Une mauvaise valeur de J a pour conséquence de modifier la dynamique de la vitesse. La vitesse est mal estimée en régime transitoire ; ce qui a pour conséquence de biaiser la valeur de β et d'avoir une influence sur le filtre d'entrée.

d- Tableau récapitulatif des résidus du modèle global en fonctionnement normal

	résidu beta	résidu I (A)	résidu Ir (A)	résidu Oméga rd/s	résidu Uc (V)
Fonctionnement normal 0,5 In	0,002	0,13	0,3	0,1	0,1
Fonctionnement normal In	0,004	0,15	0,35	0,07	0,2
Variation de Iref	0,004	0,3	0,35	0,08	0,2
Variation de Cr	0,004 lié à la dynamique de vitesse	0,15	0,3	2 en augmentation	0,15
Variation de Ur	0,002	0,1	1	0,02	0,9
Fonctionnement en freinage	0,002	0,14	0 Ir est nul	0,03	0,7
<u>Seuils adoptés :</u> 2 fois la valeur max des résidus précédents	0,008 (4 quantums)	0,6	2	0,2 dépend de la gestion de l'offset dû à Cr	1,8

Tableau - 1 -

Nous avons vu que la présence d'un couple de charge ou des erreurs d'initialisation des paramètres ont pour effet de biaiser toutes les valeurs estimées (sauf le courant). Ainsi il faut modifier le mode de calcul des résidus en s'affranchissant des offsets. Pour la suite de l'étude, on considère que toutes les valeurs initiales des paramètres sont bonnes et que le couple de charge est le même pour le modèle et le procédé.

Le choix des seuils permet au système de détection de ne pas générer de fausses alarmes lors des principales perturbations. Seul un échelon de couple viendra affecter le résidu sur la vitesse et sur β en fonctionnement normal.

4.3.2- Comportement vis-à-vis des différents défauts envisagés

a- défauts de l'électronique de puissance

a.1- Défaut d'ouverture d'un transistor du hacheur à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension U_c initiale = 111,5V

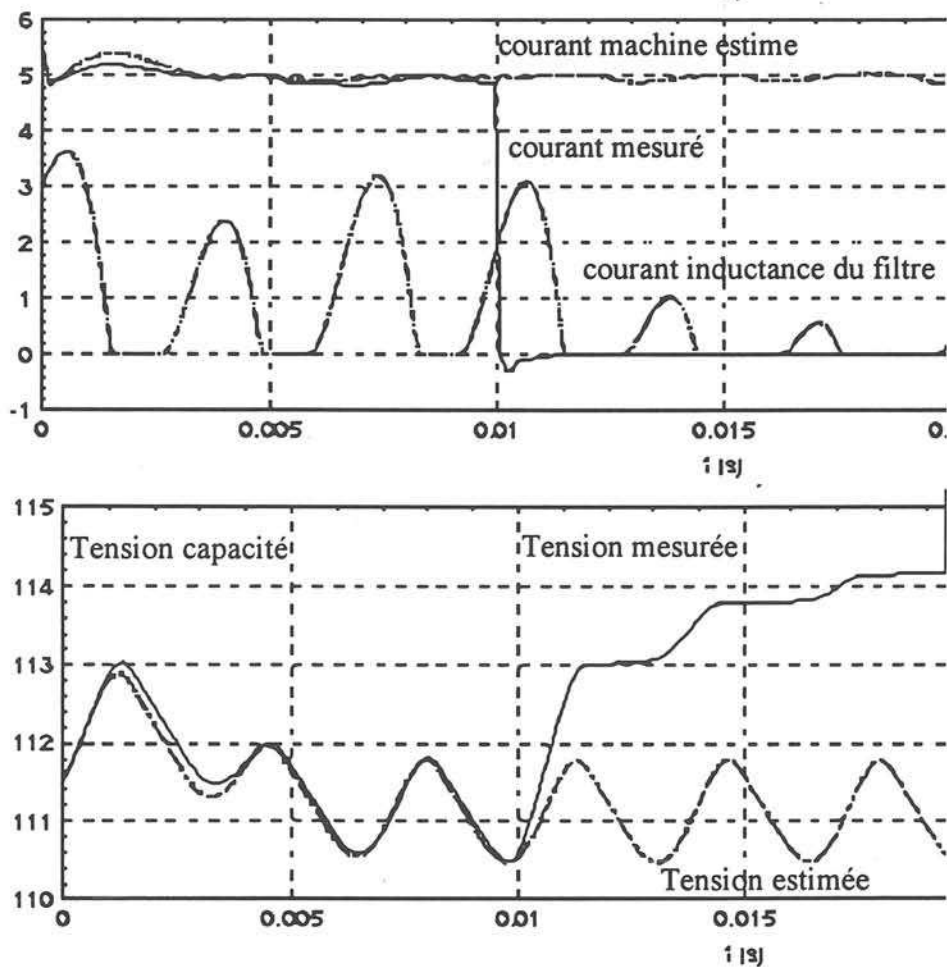


figure - II.11 - transistor de bras ouvert

Les défauts sur le transistor de frein sont présentés en annexe 4.

b- défauts de type additifs : capteurs et commande

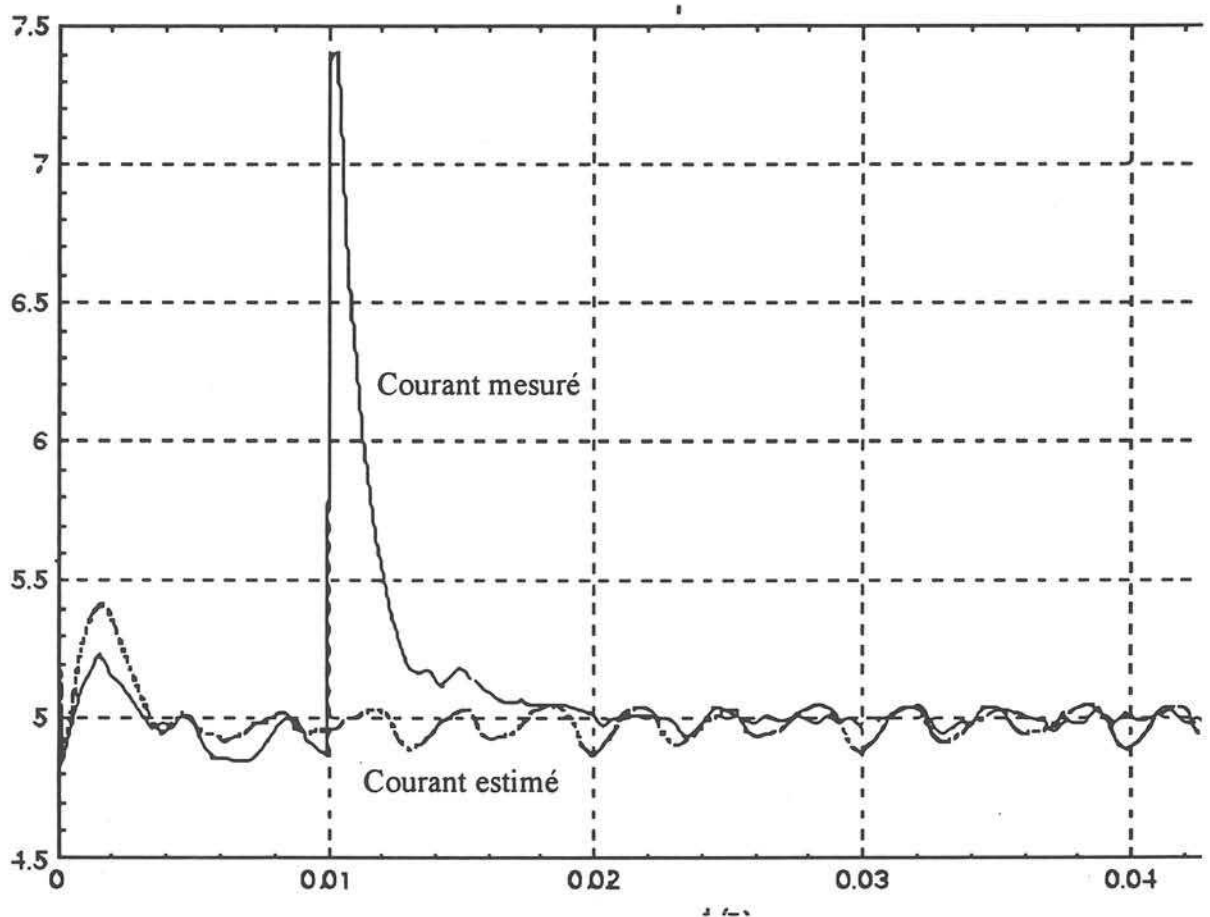
b.1- Défaut $\Delta\beta$ lors de la transmission de β

Une variation brusque de la commande due à un défaut de transmission de l'information entre le calculateur et l'électronique de puissance se traduit par une variation de courant qui est immédiatement compensée par le correcteur. Les résidus de I et Ω sont affectés de façon

temporaire. Après l'action du correcteur, seule la grandeur de commande délivrée est différente des valeurs estimées par le modèle. Le résidu β est directement affecté de l'amplitude de $\Delta\beta$.

b.2- Défaut ΔI du capteur à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- tension U_c initiale = 112V



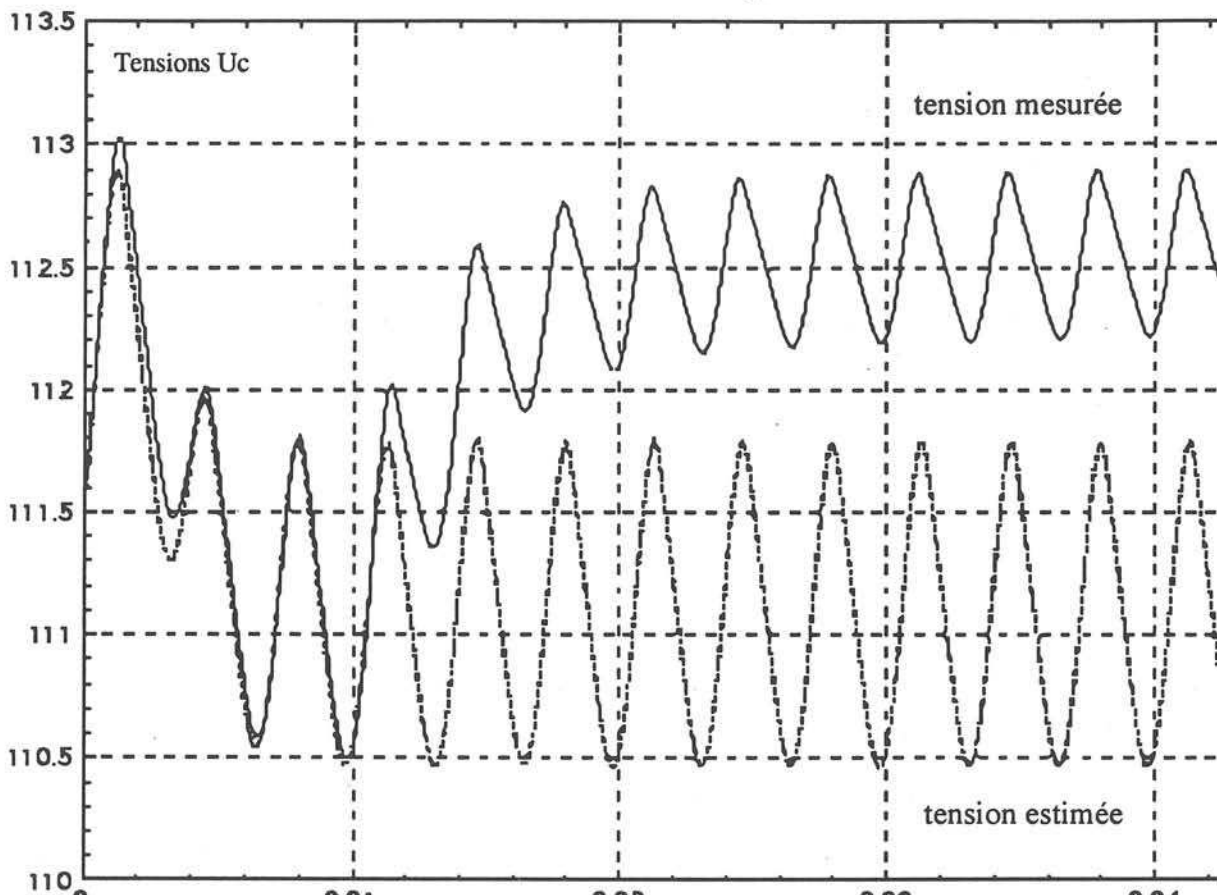


figure - II.12 - Défaut d'offset (positif) sur le capteur de courant

Le calculateur corrige β réel pour maintenir le courant mesuré égal au courant de référence. Le courant réel est modifié de l'amplitude de ΔI ainsi que le couple et la vitesse. Les modèles de l'équation électrique et du filtre d'entrée ne prennent pas en compte ce défaut et tous les résidus sont affectés sauf celui du courant qui ne sera qu'affecté uniquement pendant le régime transitoire du courant réel.

b.3- Défaut $\Delta\Omega$ sur le capteur

- courant machine initial = 5 A
- tension U_c initiale = 112V
- vitesse initiale = 115 rd/s

Ce défaut n'affecte que la mesure de la vitesse, car cette grandeur n'est pas rebouclée dans notre exemple.

c- défauts de variations brusques de paramètres

Nous nous intéressons, dans ce paragraphe, aux variations de paramètres internes de l'entraînement. Dans les simulations suivantes les paramètres étudiés varient de leurs valeurs initiales au double de celle-ci selon une rampe (cf. figure- II.13 -). Seule la variation d'inertie à été simulée par un échelon de manière à représenter une rupture d'arbre (ou d'accouplement).

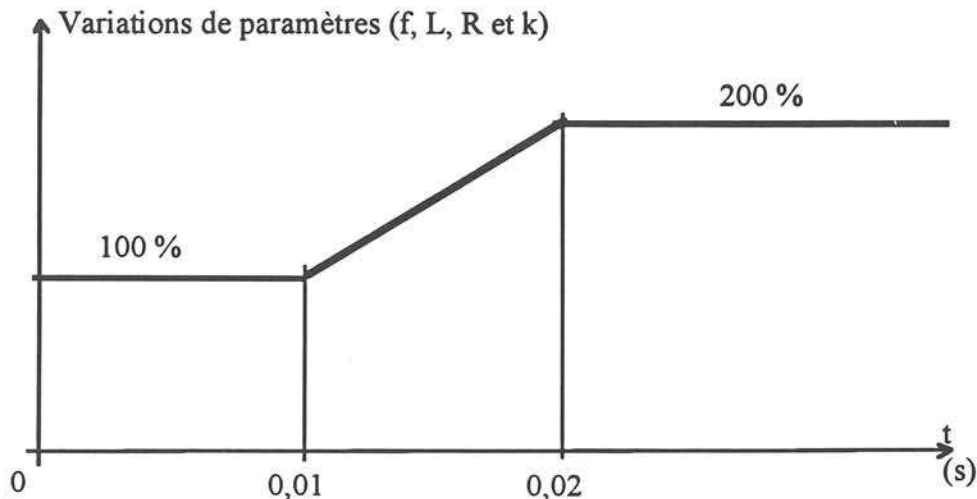


figure - II.13 - variation de paramètre imposée en simulation

Cette étude de sensibilité aux variations de paramètres, pour des variations importantes (100%) et rapide (10 mS) permet d'évaluer la valeur maximum des résidus dans ces cas là. Les variations "normales" des paramètres sont consécutives à la montée en température de la machine : elles sont d'amplitude restreinte et leur constante de temps est très supérieure à celles de l'entraînement. Le vieillissement de l'entraînement engendre lui aussi des variations de paramètres mais sur des durées très longues. Toute variation rapide des paramètres, d'amplitude importante (supérieure à 50%) sont considérées comme un défaut.

Le choix de la valeur des seuils de détection au delà desquels les résidus sont considérés comme affectés se fait en fonction du taux de variation admissible sur les paramètres ainsi que sur la sensibilité aux perturbations recherchée. Ce choix arbitraire fixe le taux de détection ainsi que le taux de fausses alarmes du système.

c.1- Défaut de R et L dans la machine

Les simulations réalisées sur les variations des paramètres L et R n'affectent pas de manière significative le comportement du procédé car la boucle de courant est suffisamment robuste et rapide pour rejeter ces variations.

c.2- Défaut de k dans la machine de $t=0.01s$ à $t=0.02s$

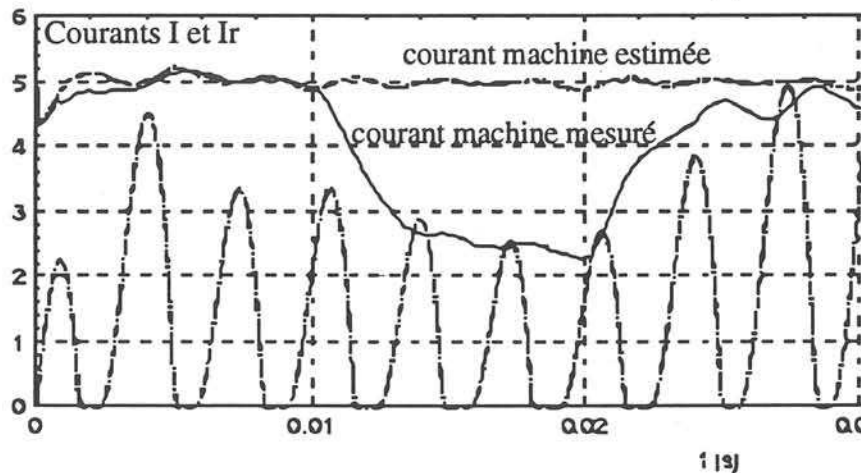


figure - II.14 - Variation des courants machine et inductance consécutive à une variation du coefficient de f.e.m.

La variation de coefficient k , contrairement aux autres variations de paramètre, a beaucoup d'influence sur le système et bien que compensée rapidement par la boucle lorsque k redevient constant (en fin de rampe) elle affecte fortement les résidus car le terme $\beta * I$ est biaisé.

c.3- Défaut de f dans la machine

La variation de f affecte directement la vitesse de la machine qui se évolue avec la nouvelle dynamique mécanique et adopte un nouveau régime permanent. Par voie de conséquence la fem, β et U_c (car le courant moyen absorbé par le hacheur $\beta * I$ est biaisé) sont affectés.

c.4 - La variation d'inertie J est présentée en annexe 5.

4.3.3 - Tableau récapitulatif des résidus du modèle global lors de défauts.

	résidu beta	résidu I (A)	résidu Ir (A)	résidu Oméga (rd / s)	résidu Uc (V)
Seuils adoptés	0,008	0,6	2	0,2	1,8
Défaut ouverture Tbras (haut)	0,1 et rampe vers saturation	valeur de Iref 5	3,5	rampe	4
Défaut ouverture Tfrein en frein	0,01 croissant	0,4 (pic)	0	0,06 croissant	10 croissant
Défaut fermeture Tfrein en moteur	0,01	1 (pic)	10	0,4	4
Défaut fermeture Tfrein en frein	0,06	1,2 (pic)	10	0,6	40
Défaut $\Delta\beta$	0,03(pic)	1,2(pic)	0,8(pic)	0,25	0,5(pic)
Défaut ΔI	0,04	2,5(pic) valeur de ΔI	1,8	rampe	1,8
Défaut ΔUc	0,012	0,35	0,14 croissant	0,1	20 valeur de ΔUc
Défaut $\Delta\Omega$	0,004	0,3	0,1	valeur de $\Delta\Omega$	0,5

Tableau - 2 -

Ce tableau peut être reconstruit en affectant à chaque résidu et défaut un indice de sensibilité

	résidu beta	résidu I	résidu Ir	résidu Oméga	résidu Uc
Seuils adoptés	0,008	0,6	2	0,2	1,8
Défaut ouverture Tbras (haut)	1	1	1	1	1
Défaut ouverture Tfrein en frein	1				1

Défaut fermeture Tfrein en moteur	1#	1t	1	1	1
Défaut fermeture Tfrein en frein	1	1t	1	1	1
Défaut ΔJ	1 dyn vitesse		1 dyn vitesse	1	1 dyn vitesse
Défaut Δf	1			1	1
Défaut Δl	1 t	1 dyn			
Défaut Δr	1	1 dyn			
Défaut Δk	1	1 dyn	1#	1	1#
Défaut $\Delta \beta$	1	1t	0#	1#	0#
Défaut ΔI	1#	1t	0#	1	1#
Défaut ΔU_c	1				1
Défaut $\Delta \Omega$				1	

Tableau - 3 -

Légende :

1# signifie que le résidu est peu affecté, mais passe le seuil

0# signifie que le résidu est peu affecté, mais ne passe pas le seuil

1 signifie que le résidu est très affecté,

1t signifie que le résidu est affecté uniquement pendant le régime transitoire du défaut.

1dyn signifie que le résidu est affecté uniquement pendant le régime dynamique de l'application.

5- Résultats de simulation du modèles parallèles partiels ou découplés

5.1 - Fonctionnement normal

a- cas du fonctionnement en, moteur : Le fonctionnement normal en moteur est présenté en annexe 6.

b- cas du fonctionnement frein :

Le fonctionnement en frein n'est pas affecté par le découplage. Seule l'équation mécanique est soumise à l'influence du couple de charge et subira la différence entre le couple de charge fourni au modèle et celui réellement appliqué. Un fonctionnement en frein consécutif à une forte variation du couple de charge affectera le résidu sur la vitesse.

c- Étude de la sensibilité aux perturbations et aux variations de paramètres :

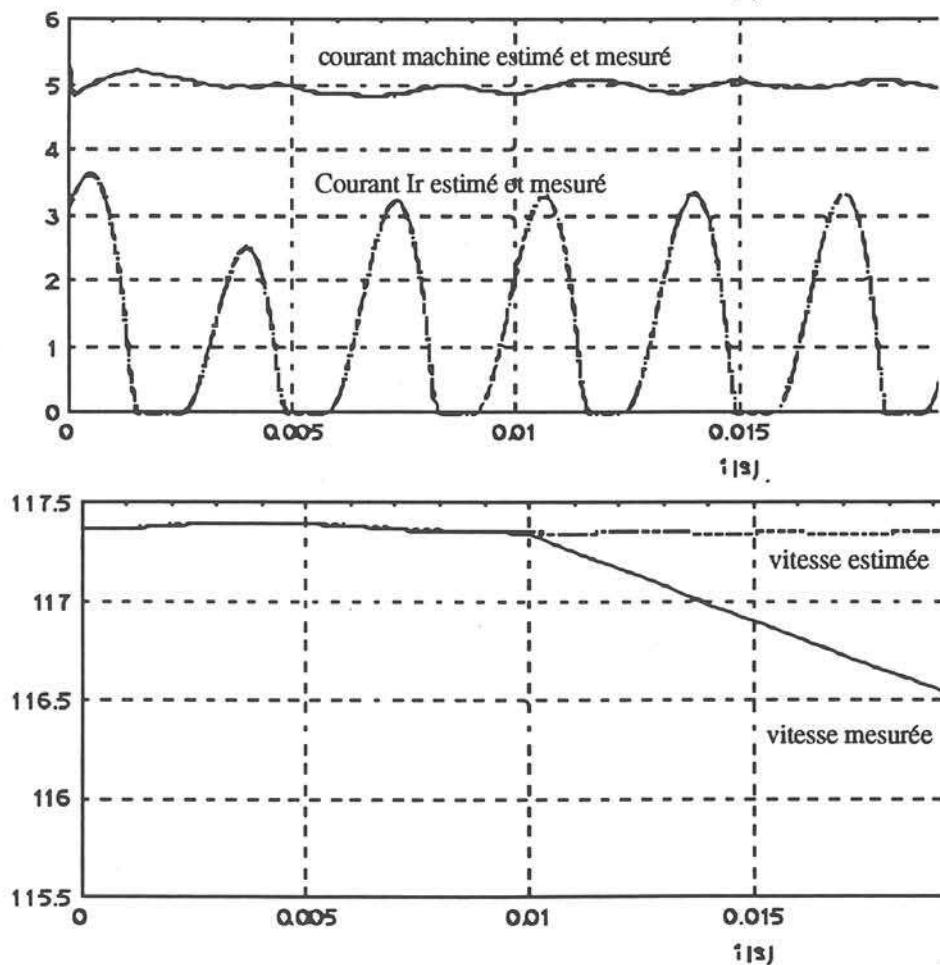
c1 - Perturbations

c.11 - Échelon de ΔU_r

Comme dans le modèle global, U_r est mesurée et cela n'a pas d'influence sur le comportement des modèles partiels.

c.12 - Échelon de couple de charge $\Delta C_r = 0,2 \text{ Nm}$ à $t=0.01 \text{ s}$

- vitesse initiale = 117.3 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- couple de charge initial $C_{r0} = 0,2 \text{ Nm}$



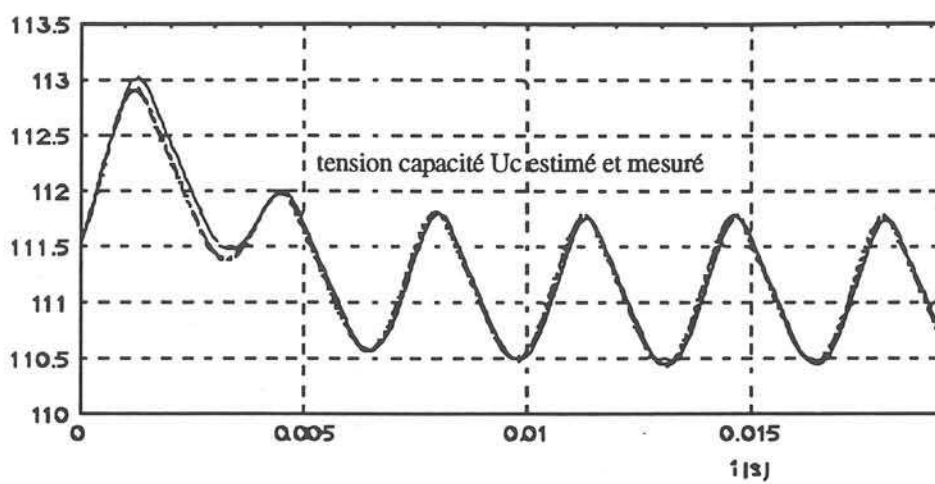


figure - II.15 - Variation du couple de charge

Comme prévu, seule la vitesse estimée ne correspond pas à la vitesse réelle.

c2 - Erreurs de paramètres et erreurs de modélisation

c.21 - Erreurs de modélisation (Hachage)

Le comportement est identique au modèle global.

c.22 - Erreurs initiales des paramètres R , L , k , J et f (erreurs permanentes)

Les erreurs d'initialisation des paramètres du modèle ont plus d'effet dans les modèles partiels, car les fonctions ne sont pas calculées dans un système bouclé.

- Dans le cas de R et L , les erreurs affectent directement l'estimation de I_{mod} (présence d'un biais et mauvaise réponse dynamique).
- Une mauvaise valeur de k provoque des mauvaises estimations du couple et de la fem de la machine. Seuls la vitesse et le courant sont mal estimés (boucle ouverte).
- Une mauvaise valeur de f a le même effet que la présence d'un couple de charge (dépendant de la vitesse). La vitesse seule est mal estimée (boucle ouverte).
- Une mauvaise valeur de J a pour conséquence de modifier la dynamique de la vitesse. En régime transitoire, seule la vitesse est mal estimée (boucle ouverte).

d- Tableau récapitulatif des résidus du modèle découplé, en fonctionnement normal :

	résidu beta	résidu I	résidu Ir	résidu Oméga	résidu Uc
Fonctionnement normal 0,5 In	0	0,02	0,3	0,015	0,1
Fonctionnement normal In	0	0,04	0,35	0,02	0,2
Variation de Iref	0	0,2	0,35	0,02	0,2
Variation de Cr	0	0,015	0,3	2 en augmentation	0,15
Variation de Ur	0	0,02	1	0,003	0,9
Fonctionnement en freinage	0	0,02	0 Ir est nul	0,02	0,7
Seuils adoptés	Inutile	0.4	2	? dépend de la gestion de l'offset dû à Cr on choisi 0,2	1,8

Tableau - 4 -

Les résidus en régime de fonctionnement normal sont globalement moins élevés que pour le modèle global puisque on utilise les mesures comme entrées des modèles : on s'affranchit des erreurs internes au modèle parallèles dues aux couplages. Les résidus concernant le filtre sont identiques à ceux du modèle global car le modèle est le même.

5.2- Comportement vis-à-vis des différents défauts envisagés

a- défauts de l'électronique de puissance :

a.1- Défaut d'ouverture d'un transistor du hacheur à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension Uc initiale = 111.5V

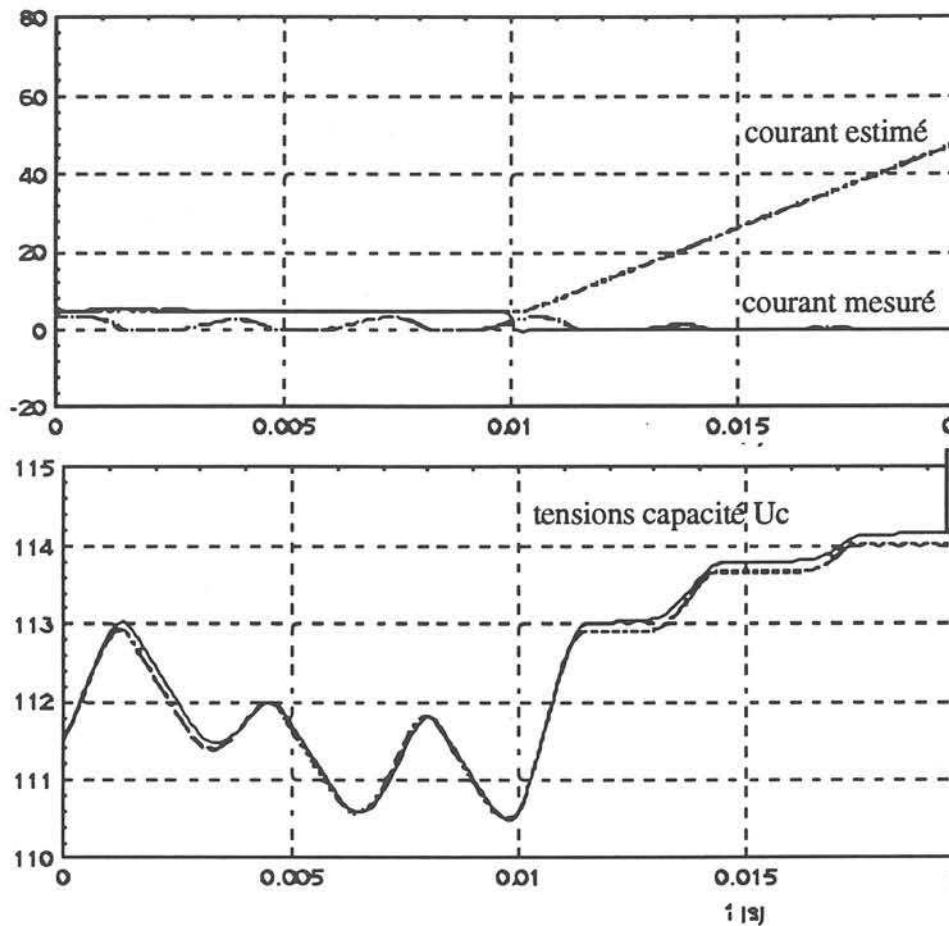


figure - II.16 - Défaut d'ouverture d'un transistor de bras normalement passant

Le courant machine, la tension U_c et le courant I_r sont sensibles à ce défaut car β est faussé par le dysfonctionnement du hacheur. Mais en pratique, c'est I_{mod} , le courant estimé, qui est le plus biaisé car le courant mesuré est très faible.

a.2- Les défauts concernant le dispositif de freinage sont présentés en annexe 7

b- défauts de type additifs : capteurs et commande

b.1- L'offset sur la grandeur de commande est présenté en annexe 8

b.2- Offset sur le capteur de courant à $t=0.01s$

- courant machine initial = 5 A
- tension initiale U_c = 111.5 V

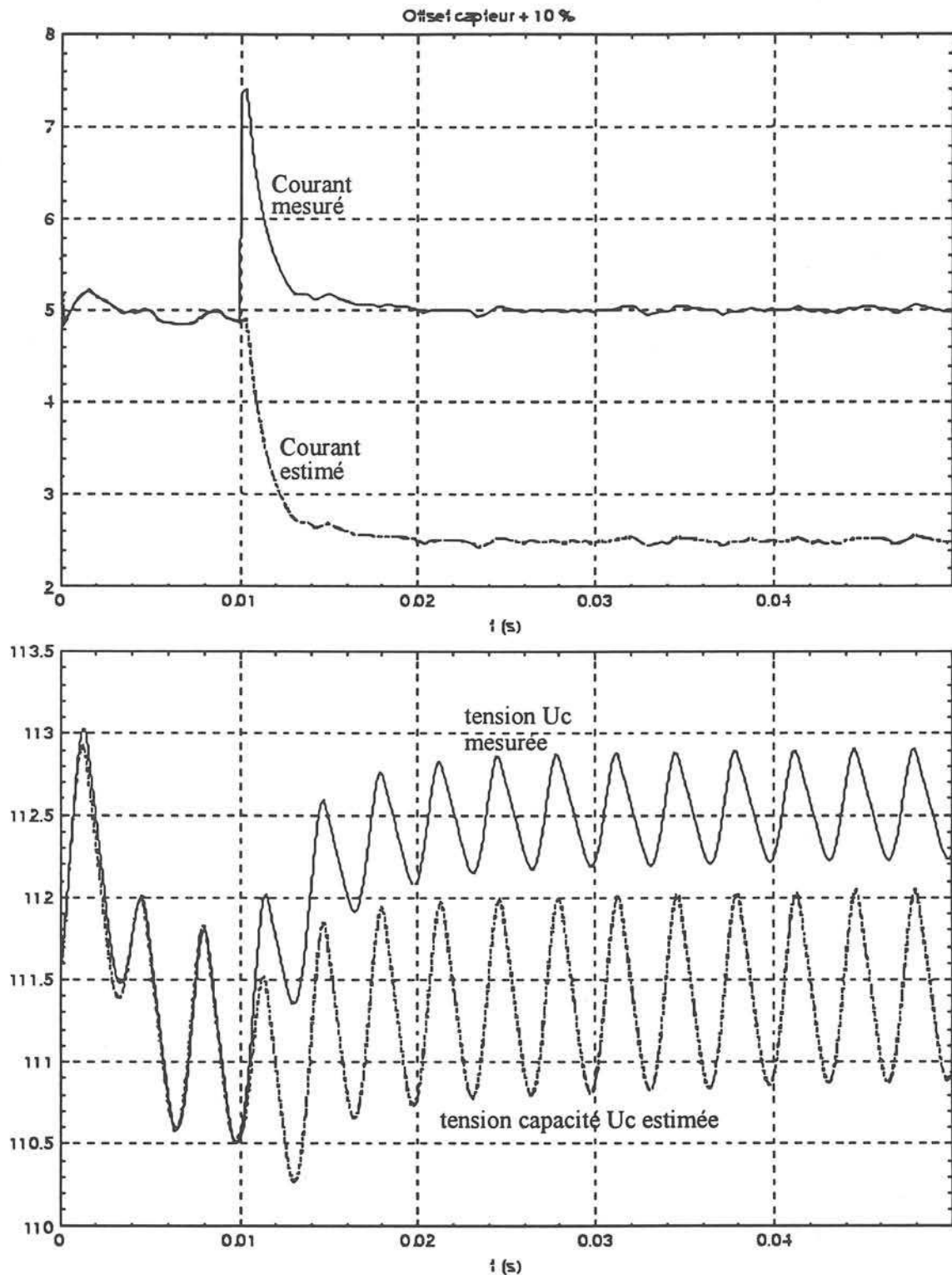


figure - II.17 - Offset sur le capteur de courant machine

Le calculateur corrige β réel pour maintenir le courant mesuré égal au courant de référence. Le modèle de l'équation électrique possède en entrée un β réel, la vitesse réelle et la tension U_c réelle : elle fournit le bon courant. La relation $\beta * I$, qui est faussée par un mauvais I mesuré, affecte aussi le modèle du filtre d'entrée. Comme le

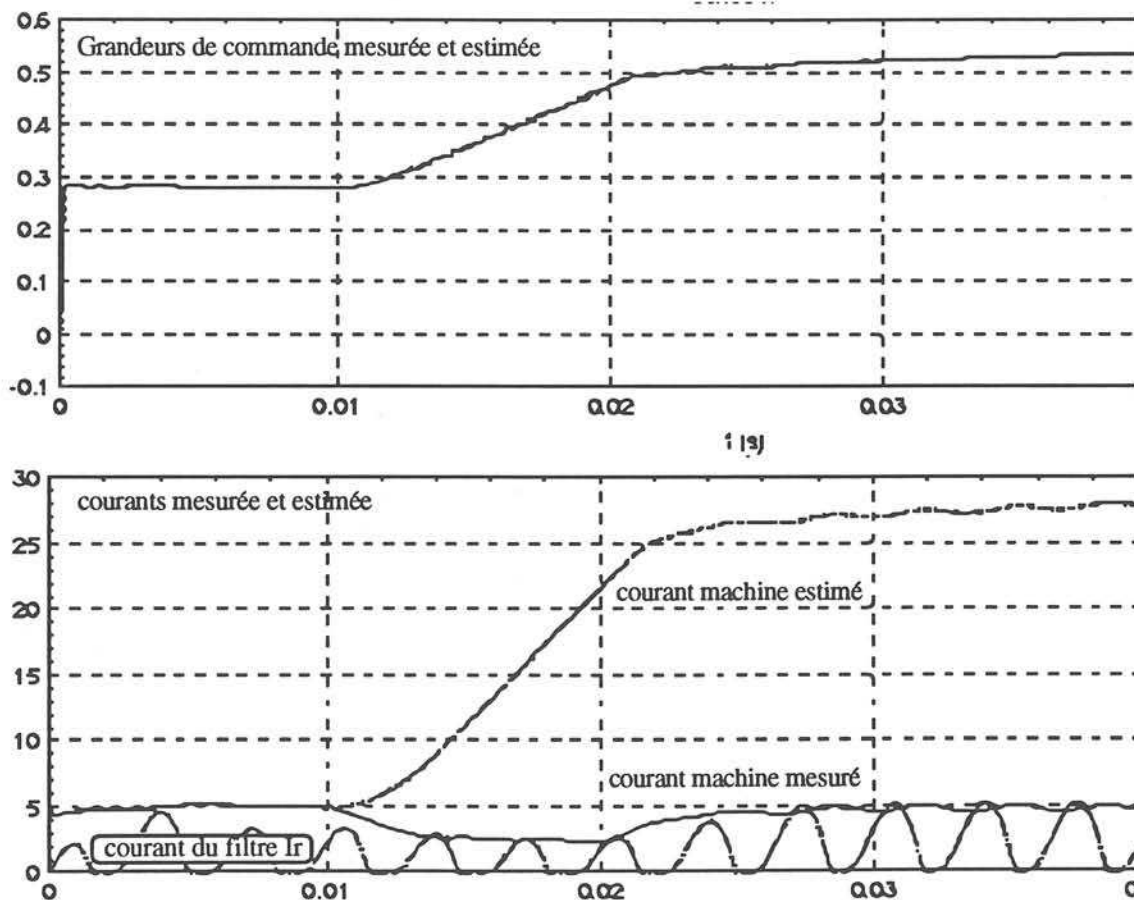
courant réel est différent du courant mesuré, la vitesse estimée est biaisée. Les résidus sur I , I_r , U_c et Ω sont affectés.

c- défauts de variations rapides de paramètres

les variations des paramètres électriques de la boucle de courant sont, on l'a vu avec le modèle global, compensés par le correcteur, leur influence se fait sentir sur β , or dans le modèle découplé $\beta = \beta_{\text{mesuré}} = \beta_{\text{dec}}$. Donc aucun résidu ne sera affecté par l'une ou l'autre de ces variations mis à part le résidu sur le courant qui percevra une différence de dynamique dans le cas de L et une différence d'amplitude en régime permanent dans le cas de R .

c.1- Variation du coefficient de bobinage k à partir de $t=0.01s$

- vitesse initiale = 117 t/mn
- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3A
- β initial = 0.3



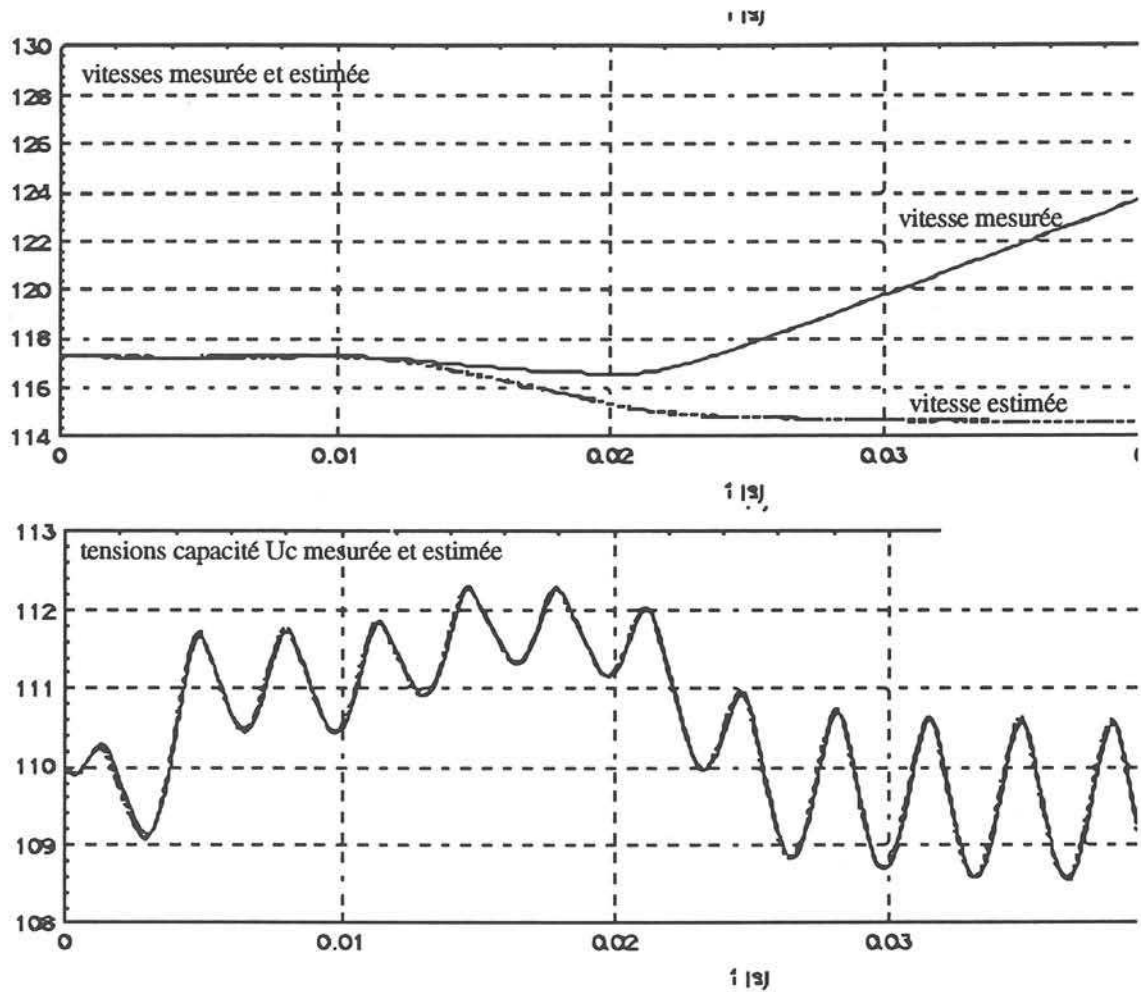


figure - II.18 -

Seul le modèle du filtre n'est pas affecté par cette variation.

c.2- Variation brusque de l'inertie J devient J/2

Le comportement du modèle n'est sensiblement différent de celui du procédé que dans les phases de transitoire de vitesse. Dans ce cas seul le résidu sur la vitesse est affecté. Les allures des signaux sont les mêmes que ceux observés avec le modèle global .

c.3 - Variation du coefficient de frottement f.

Seule la vitesse est affecté et toute variation de f se traduit par une différence entre la vitesse estimée et mesurée s'établissant avec la nouvelle dynamique de vitesse et ayant pour amplitude $(kI - f \Omega) * (1/f_{mod} - 1/f)$

5.3- Tableau récapitulatif des résidus du modèle découplé lors de défauts.

	résidu I	résidu Ir	résidu Oméga	résidu Uc
Seuils adoptés	0,4	2	0,2	1,8
Défaut ouverture Tbras (haut)	valeur de Iref puis forte croissance	0,25	0,2	0,2
Défaut ouverture Tfrein en frein	0,015	0	0,01 divergence normale	10 croissant
Défaut fermeture Tfrein en moteur	0,07	17	0,01 divergence normale	55
Défaut fermeture Tfrein en frein	0,06	17	0,01 divergence normale	12
Défaut $\Delta\beta$	3	0,6	rampe 0,025	0,1
Défaut ΔI	2,5 valeur de ΔI	1,4	rampe	1,4
Défaut ΔUc	0,05	0,12 croissant	0,003	20 valeur de ΔUc
Défaut $\Delta\Omega$	0,8	0,25	valeur de $\Delta\Omega$	0,1

Tableau - 5 -

De la même façon qu'avec le modèle global on peut établir une table des signatures des défauts considérés avec le modèle partiel.

	résidu I	résidu Ir	résidu Oméga	résidu Uc
Seuils adoptés	0,4	2	0,2	1,8
Défaut ouverture Tbras (haut)	1	0#	1#	0#
Défaut ouverture Tfrein en frein				1
Défaut fermeture Tfrein en moteur		1		1

Défaut fermeture Tfrein en frein		1		1
Défaut ΔJ			1 dyn	
Défaut Δf			1	
Défaut Δl	1 dyn			
Défaut Δr	1			
Défaut Δk	1		1	
Défaut $\Delta \beta$	1	0#		0#
Défaut ΔI	1	0#	1	
Défaut ΔU_c	0#			1
Défaut $\Delta \Omega$	1		1	

Légende :

1# signifie que le résidu est un peu affecté, mais passe le seuil

0# signifie que le résidu est un peu affecté, mais ne passe pas le seuil

1 signifie que le résidu est très affecté,

1t signifie que le résidu est affecté uniquement pendant le régime transitoire du défaut.

1dyn signifie que le résidu est affecté uniquement pendant le régime dynamique de l'application.

6 - Analyse comparative des modèle parallèles globaux ou partiels

La prise en compte des fonctionnements en conduction continue, discontinue et en freinage à permis de mieux représenter le comportement réel du système. La discrétisation, malgré la prise en compte des échelles de temps, provoque une dégradation de la précision, mais qui reste admissible pour l'analyse des résidus.

Le tableau - 6 - regroupe l'ensemble des résidus obtenus avec les deux modèles parallèles en considérant tous les défauts envisagés. On y remarque que les résidus sont plus ou moins affectés selon le type de défaut et le type de modèle.

	résidu β	résidu I	résidu I_r	résidu Oméga	résidu U_c	résidu I	résidu I_r	résidu Oméga	résidu U_c
MODELES	global	global	global	global	global	partiel	partiel	partiel	partiel
Défaut ouverture Tbras (haut)	1	1	1	1	1	1	0#	1#	0#
Défaut ouverture Tfrein en frein	1				1				1
Défaut fermeture Tfrein en moteur	1#	1t	1	1	1		1		1
Défaut fermeture Tfrein en frein	1	1t	1	1	1		1		1
Défaut ΔJ	1 dyn vitesse		1 dyn vitesse	1	1 dyn vitesse			1 dyn	
Défaut Δf	1			1	1			1	
Défaut ΔL	1 t	1 dyn				1 dyn			
Défaut ΔR	1	1 dyn				1			
Défaut Δk	1	1 dyn	1#	1	1#	1		1	
Défaut $\Delta \beta$	1	1t	0#	1#	0#	1	0#		0#
Défaut ΔI	1#	1t	0#	1	1#	1	0#	1	
Défaut ΔU_c	1				1	0#			1
Défaut $\Delta \Omega$				1		1		1	

Tableau - 6 -

Tableau 6 : Ensemble des résidus obtenus avec les deux modèles parallèles en considérant tous les défauts envisagés.

Pour une exploitation fiable, il faut se limiter à l'exploitation des résidus qui sont beaucoup affectés en régimes permanent et/ou en régime transitoire (tableau 7).

	résidu β	résidu I	résidu I_r	résidu Ω	résidu U_c	résidu I	résidu I_r	résidu Ω	résidu U_c
MODELES	global	global	global	global	global	partiel	partiel	partiel	partiel
Défaut ouverture Tbras (haut)	1	1	1	1	1	1			
Défaut ouverture Tfrein en frein	1				1				1
Défaut fermeture Tfrein en moteur		1t	1	1	1		1		1
Défaut fermeture Tfrein en frein	1	1t	1	1	1		1		1
Défaut ΔJ	1 dyn vitesse		1 dyn vitesse	1	1 dyn vitesse			1 dyn	
Défaut Δf	1			1	1			1	
Défaut ΔL	1 t	1 dyn				1 dyn			
Défaut ΔR	1	1 dyn				1			
Défaut Δk	1	1 dyn		1		1		1	
Défaut $\Delta \beta$	1	1t				1			
Défaut ΔI		1t		1		1		1	
Défaut ΔU_c	1				1				1
Défaut $\Delta \Omega$				1		1		1	

Tableau - 7 -

Tableau 7 : Résidus importants obtenus avec les deux modèles parallèles en considérant tous les défauts envisagés.

Dans le tableau - 8 - nous avons gardé les résidus du tableau 2 qui sont peu ou pas affectés par les variations de couple.

Pour le modèle global, seul le résidu de I est insensible aux variations du couple résistant. Les résidus de β et Ω sont directement affectés par le couple par l'intermédiaire de la vitesse de la machine. Les résidus de U_c et de I_r sont influencés par le couplage qui existe entre la partie mécanique et le filtre (la puissance qui est transmise par le filtre dépend directement du couple).

Pour les modèles partiels, seul le résidu de Ω est sensible aux variations du couple résistant. Les autres résidus sont complètement découplés par la prise en compte, des grandeurs mesurées, dans les calculs.

	résidu I		résidu I	résidu Ir	résidu Uc
MODELES	global		partiel	partiel	partiel
Défaut ouverture Tbras (haut)	1		1		
Défaut ouverture Tfrein en frein					1
Défaut fermeture Tfrein en moteur	1t			1	1
Défaut fermeture Tfrein en frein	1t			1	1
Défaut ΔJ					
Défaut Δf					
Défaut ΔL	1 dyn		1 dyn		
Défaut ΔR	1 dyn		1		
Défaut Δk	1 dyn		1		
Défaut $\Delta \beta$	1t		1		
Défaut ΔI	1t		1		
Défaut ΔU_c					1
Défaut $\Delta \Omega$			1		

Tableau - 8 -

Tableau 8 : Résidus importants et insensibles au couple de charge obtenus avec les deux modèles parallèles en considérant tous les défauts envisagés.

Remarques :

Les modèles partiels permettent, comme prévu, de mieux s'affranchir du couple de charge. Les informations apportées par le modèle global sont souvent redondantes et ne permettent d'améliorer que la localisation des défauts sur les transistors du hacheur (défaut d'ouverture).

Les défauts liés à la mécanique (J et f) ne sont pas détectables et d'autres ne sont pas localisables directement.

On s'aperçoit avec le tableau - 7 -, que les résidus sensibles aux variations de couple portent de l'information qui permettrait d'améliorer la détection et la localisation des défauts. Ainsi nous pensons qu'un traitement approprié des résidus de β , U_c et de I_r du modèle global permettrait de pouvoir les exploiter. Cette étude devrait prendre en compte le fait que les défauts ont des dynamiques extrêmement variables (de l'ouverture brusque d'un composant de puissance à une dérive d'un offset de capteur).

7 - Conclusion :

On a utilisé dans ce chapitre deux types de modèles parallèles, l'un directement issu du modèle d'état moyen du procédé (le modèle global) l'autre étant obtenu par un découpage fonctionnel du précédent en fonction des mesures disponibles. L'un et l'autre sont soumis à l'influence des perturbations (le couple de charge dans notre cas) et ne peuvent s'en affranchir. Le modèle "découplé" permet néanmoins de détecter cette perturbation et de s'en affranchir partiellement car dans ce cas seul le résidu sur la vitesse est affecté. Ce modèle est relativement efficace en ce qui concerne les entraînements électriques car il permet la détection et la discrimination de tous les défauts exceptés ceux intervenant dans les mêmes blocs fonctionnels. Cette méthode rappelle dans sa mise en oeuvre la méthode des Relations de Redondance Analytique développée au L.A.I.L. [BEREN 93a] [BEREN 92b] mais semble donner de meilleurs résultats en terme de discrimination.

On ne peut pas totalement supprimer, avec cette méthode du modèle parallèle, l'influence des perturbations et des défauts.

On réservera donc ce type de méthodes aux procédés bien identifiés (paramètres connus et stables) peu sensibles aux perturbations ou à des procédés où l'espace des défauts est orthogonal à celui des perturbations. Son intérêt réside principalement dans sa facilité de mise en oeuvre.

Dans tous les cas, si il y a détection de façon non significative, (c'est à dire que l'on ne peut

reconnaître le défaut) on peut appliquer la stratégie de détection suivante : détection puis choix d'un nouveau modèle prenant en compte le défaut le plus probable (ou le plus dangereux); si l'alarme disparaît il y a localisation.

Chapitre III

Les observateurs :

Mise en oeuvre

0. Introduction

Après nous être intéressés, dans le chapitre précédent, aux modèles parallèles du type modèle moyen et observé leurs limites ; on cherche dans ce chapitre à mettre en oeuvre un autre type de modèle les observateurs dit de Luenberger [ADJAL 93]. L'objectif de cette partie de l'étude est de montrer que l'utilisation d'une telle solution est intéressante pour le diagnostic des entraînements électriques. Dans le cadre défini lors de l'étude menée au chapitre I nous avons cherché à réaliser un système de diagnostic à base d'observateur et à en éprouver l'efficacité.

1 - Le système considéré et sa modélisation

Le système étudié est le même que celui du chapitre I, c'est à dire une machine à courant continu commandée en couple par l'intermédiaire d'un hacheur quatre quadrants. Ce système peut se mettre, dans l'hypothèse de sa modélisation moyenne, sous la forme d'un schéma bloc :

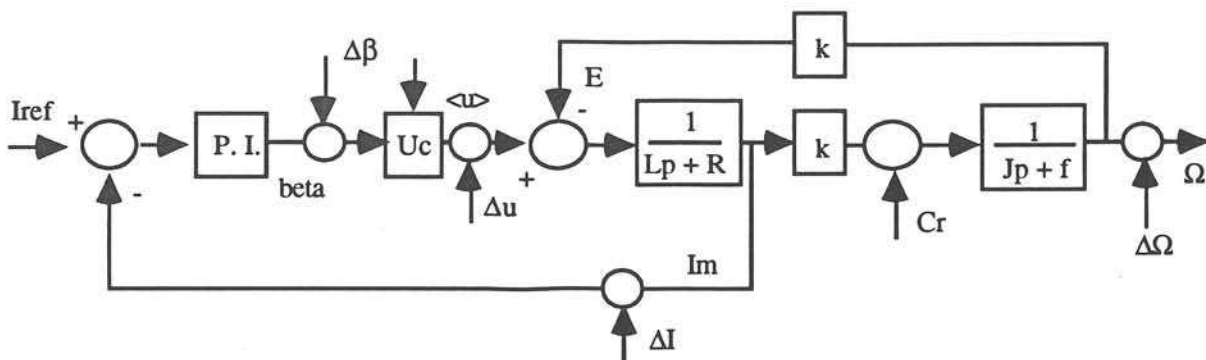


figure - III.1 - schéma bloc entraînement -

Sur ce schéma on porte les défauts potentiels déjà considérés dans le chapitre I.

Les défauts, pour être modélisés dans l'équation d'état, doivent être de type additif. Les défauts capteurs ΔI , $\Delta \Omega$, sont directement modélisables de cette façon, ainsi que les défauts de commande $\Delta \beta$.

L'alimentation n'est pas considérée dans cette modélisation. La tension U_c est prise comme constante et ses variations sont incluses dans le défaut ΔU . Les défauts de l'électronique de

puissance seront pris en compte, de la même façon que les défauts de l'alimentation et du filtre et modélisés comme une perturbation additive de la tension moyenne de sortie du hacheur.

Le couple de charge C_r est quelconque et englobe les frottements secs.

2 - Les observateurs

2.1 - Rappel des considérations développées au chapitre I

L'étude qualitative du chapitre I paragraphe 2.3 a avancé le fait qu'un observateur apporte, de part sa structure en boucle fermée, des degrés de liberté supplémentaires lors de la synthèse. Cette souplesse dans le choix des paramètres peut permettre de s'affranchir de l'influence de certaines entrées perturbatrices du système permettant ainsi d'améliorer la robustesse des résidus vis-à-vis de celles-ci.

2.2. - Mise en oeuvre

Un observateur est un ensemble d'équations mathématiques qui, en fonction des entrées u et des sorties y du procédé estime tout ou partie de son état. L'injection de sortie dans le modèle permet à celui-ci d'effectuer une correction de son erreur d'estimation et de la faire converger vers zéro.

L'existence d'un observateur nécessite que les variables que l'on veut estimer soient observables, c'est à dire, comme avancé au chapitre I, que l'on soit capable de déterminer l'état actuel à partir des mesures et entrées du système. Nous nous sommes donc intéressés à l'observabilité du système étudié.

2.2.1 - Observabilité du système

Le système doit être observable, pour les diverses combinaisons de mesures utiles parmi les mesures disponibles. La définition de l'observabilité en continu a été présentée au chapitre I. On en retiendra ici que la forme mathématique qui en découle :

soit n le rang du système à observer, ce système est observable si

$$\text{la matrice d'observabilité} \begin{bmatrix} C \\ C A \\ C A^2 \\ \dots \\ C A^{n-1} \end{bmatrix} \text{ est de rang } n$$

C est la matrice de passage entre les variables d'état et les mesures.

Remarque : Dans un observateur on n'utilise pas forcément toutes les mesures disponibles : C est en réalité réduite à C_0 et l'observabilité qu'il est intéressant de connaître est celle par rapport à C_0 .

C_0 sera définie lors de la synthèse de l'observateur et c'est à ce moment que l'on pourra déterminer l'observabilité du modèle.

Le système d'état que l'on a modélisé possède deux parties, l'une échantillonnée à 382,5µs, l'autre continue ce qui pose un problème pour l'étude de l'observabilité. L'étude d'observabilité réalisée a porté sur la modélisation continue de l'ensemble du procédé (correcteur compris) en utilisant le correcteur continu équivalent au correcteur échantillonné du procédé.

Cette étude a montré que quel que soit le nombre de variables mesurées (dimension de C_0) et quelles que soient ces variables parmi celles disponibles, le système est observable.

2.2.2 - Conditions d'existence d'un observateur

Pour qu'un observateur existe il est nécessaire que la paire $[C_0, A]$ soit détectable [BENAM 95a], et non pas forcément observable (ce qui est plus contraignant) et que les équations issues de la méthode de synthèse aient une solution.

Synthèse d'un observateur : un observateur se présente sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{\hat{Z}} = N \hat{Z} + M u + G y$$

$$\text{avec } Z = T X$$

$Z = T X$ représente l'état observé, c'est à dire une combinaison linéaire des variables d'état X du système. Z est de dimension inférieure ou égale au rang du système n .

Les variables d'état du système sont régies par les équations d'état définies au chapitre I :

$$\dot{X} = A X + B u + E_d d + E_f f$$

$$y = C X + D u + F_d d + F_f f$$

Le modèle utilisé dans ce cas intègre le maximum de connaissance sur le système : ainsi, bien que les entrées inconnues d (perturbations) et f (défauts) ne soient pas mesurables ni estimables on modélise leur influence potentielle sur le système avec les matrices E et F . Dans la suite de ce chapitre on considère les perturbations comme des grandeurs non mesurables, dont on veut s'affranchir dans l'estimation des variables d'état du procédé. Les défauts par contre sont les entrées inconnues que l'on veut identifier : elles devront apparaître lors de la comparaison entre les grandeurs estimées et les grandeurs mesurées. Selon la finesse du modèle retenu, les contraintes de conception seront différentes et les observateurs différents :

Le vecteur observé \hat{Z} doit converger asymptotiquement vers $Z = T X$. L'erreur d'observation doit converger vers 0.

Si on exprime la dérivée de l'erreur d'observation :

$$\dot{\epsilon} = \dot{\hat{Z}} - \dot{Z} = \dot{\hat{Z}} - T \dot{X}$$

$$\dot{\epsilon} = N \dot{\hat{Z}} + M u + G y - T \dot{X}$$

$$\dot{\epsilon} = N \dot{\hat{Z}} + M u + G y - T \left[A X + B u + E_d d + E_f f \right]$$

$$\dot{\epsilon} = N T \dot{\hat{X}} + M u + G y - T A X + T B u + T E_d d + T E_f f$$

$$\dot{\epsilon} = N T \dot{\hat{X}} + M u + G C X + G D u + G F_d d + G F_f f - T A X + T B u + T E_d d + T E_f f$$

$$\dot{\epsilon} = N T \dot{\hat{X}} + (G C - T A) X + (M + G D - T B) u + (G F_d - T E_d) d + (G F_f - T E_f) f$$

Pour que l'erreur d'observation converge asymptotiquement vers zéro en l'absence de défaut mais quelles que soient les perturbations il faut que $\dot{\epsilon} = N \epsilon$ lorsque $f = 0$

Pour cela il suffit que les matrices de l'observateur soient solution du système :

$$\left\{ \begin{array}{l} N T = T A - G C \\ M = T B - G D \\ G F_d - T E_d = 0 \end{array} \right\} \text{ et que } N \text{ représentant la dynamique du système soit } \underline{\text{stable}}$$

La résolution de ce système dépend de la modélisation du procédé et des contraintes de conception (choix du nombre de variables observées = dim T, par exemple) qu'on se fixe afin de choisir une solution parmi celles possibles. Le type d'observateur qui en résulte dépend de ces critères de synthèse.

Exemple :

- Si on ignore les perturbations d, le modèle est simplifié car E_d et F_d n'ont pas lieu d'être. Dans ce cas le système à résoudre est celui qui permet de construire un observateur de Luenberger [ADJAL 94] :

$$N T = T A - G C$$

$$M = T B - G D$$

- Si, en plus on se contraint à observer directement l'état du système on a $T = I_n$ (matrice identité) et l'observateur prend la forme d'un observateur de Kalman [ADJAL 93]

$$N = A - G C$$

$$M = B - G D$$

- Si la matrice de rebouclage G est nulle l'observateur devient le modèle parallèle du chapitre II

Pour les raisons exposées ci avant, notre démarche de synthèse des observateurs a consisté à se fixer des contraintes de conception et d'en déduire l'algorithme de calcul le mieux adapté.

2.2.3 - Critères de synthèse d'un observateur pour le diagnostic

Les observateurs ont été utilisés pour estimer les variables d'état non mesurables d'un procédé à des fins de commande.

En diagnostic, on recherche des relations de redondance afin de pouvoir comparer les grandeurs issues du modèle à celles issues des mesures du procédé. Non seulement on ne veut observer que des variables accessibles par la mesure (les autres n'apportent, a priori, aucune redondance) mais en plus la signification physique des grandeurs observées importe peu car l'important est de générer des grandeurs de comparaisons sensibles aux défaillances considérées.

On veut observer des combinaisons linéaires de l'état qui seront, en l'absence de défaut, identiques à leur homologues reconstituées à partir des entrées et sorties du procédé. Les grandeurs de comparaison qui sont des résidus s'expriment en fonction de u et y et des variables observées :

$$\text{Res} = P \hat{Z} + U u + K y$$

La seule contrainte que nous impose le diagnostic est que le résidu soit nul en l'absence de défauts, et ce quelles que soient les perturbations. Par contre, en présence de défaut, le résidu doit être affecté, c'est à dire différent de zéro.

La résolution des équations de l'observateur est contrainte par les résidus :

$$\text{Res} = P \hat{Z} + U u + K y$$

$$\text{Res} = P T \hat{X} + K C X + U u + K D u + K F_d d + K F_f f$$

Pour que le résidu converge vers 0 en l'absence de défauts et ce indépendamment de l'état et de l'entrée, sachant que l'erreur de d'observation converge vers 0 il faut :

$$\begin{cases} P T = -K C \\ U = -K D \\ K F_d = 0 \end{cases}$$

Le système à résoudre est le suivant :

N stable

$$N T = T A - G C \quad \text{Condition de convergence de l'erreur d'observation}$$

$$M = T B - G D \quad \text{Condition de découplage de l'erreur d'observation } \varepsilon \text{ vis-à-vis des entrées connues } u$$

$$G F_d - T E_d = 0 \quad \text{Découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des entrées inconnues } d$$

$$P T = -K C \quad \text{Couplage résidu- erreur d'observation}$$

$$U = -K D \quad \text{Découplage des résidus vis-à-vis des entrées connues}$$

$$K F_d = 0 \quad \text{Découplage des résidus vis-à-vis des entrées inconnues}$$

Méthode de synthèse proposée :

- Les équations de l'observateur utilisent C et non pas C₀ (cf remarque au § 2.2.1) car nous avons choisi de ne pas limiter, a priori le nombre de mesures. La forme de la matrice G (présence de lignes nulles) définira le nombre de mesures effectivement utilisées.

- Il faut avant tout choisir le modèle du procédé, c'est à dire choisir entre toutes les entrées inconnues lesquelles sont considérées comme perturbations et constituent le vecteur d . Les autres entrées inconnues sont dans ce cas les éléments du vecteur f des défauts. Ce choix se fait en respectant les contraintes de découplage des perturbations qui imposent (Cf chapitre I) que le nombre maximum p de perturbations indépendantes que l'on peut découpler est strictement inférieur à la dimension n du système. Ici $n = 3$ donc a priori on pourra découpler, au plus 2 perturbations.

- Une fois d et f fixés on choisit la dimension de l'espace observé, c'est à dire le nombre de variables observées. Dans la mesure du possible, on cherchera afin de simplifier la synthèse, à avoir T matrice de passage de l'espace d'état à l'espace observé, de dimension la plus faible possible. Dans la mesure du possible, on choisit $\dim T = \text{nombre de variables observées} = 1$ car cette contrainte simplifie beaucoup les calculs. Si il n'existe pas d'observateur vérifiant les contraintes imposées avec $T = 1$ on augmente la dimension de T .

- On résout l'équation de découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des perturbations d :

$$G F_d - T E_d = 0$$

Cette équation donne des relations entre les coefficients de T et ceux de G (dont la dimension a été fixée par le choix de celle de T)

- La résolution de la condition de convergence de l'erreur d'observation $N T = T A - G C$ avec N choisie stable nous fournit généralement les coefficients de G en fonction de ceux de T et de N .

- Ayant assuré la convergence vers zéro de l'erreur d'observation on se préoccupe maintenant du résidu en résolvant : $P T = - K C$. Cette équation demande le choix de la dimension du résidu que nous prendrons égale à 1. P comme N est donc un scalaire.

- $K F_d = 0$ assure l'indépendance du résidu vis-à-vis des perturbations.

On impose $U = - K D$ et $M = T B - G D$ pour compléter l'équation de l'observateur.

Si on respecte ces contraintes de synthèse, alors l'erreur d'observation et le résidu deviennent :

$$\dot{\hat{\epsilon}} = N T (\hat{X} - X) + (G F_f - T E_f) f$$

$$\text{Res} = P T (\hat{X} - X) + K F_f f$$

C'est à dire que la dérivée de l'erreur d'observation est soumise à l'influence des défauts via la matrice $(T E_f - G F_f)$ ce qui nous permet de connaître la sensibilité de l'erreur aux défauts.

Le résidu quant à lui a sa sensibilité au défaut définie par les coefficients de $K F_f$.

A ce stade, les degrés de liberté restant sont utilisés pour fixer, dans la mesure du possible, la forme de $(T E_f - G F_f)$ et de $K F_f$. Cette dernière opération permet de fixer les gains entre le vecteur de défaut et le résidu.

Une fois l'observateur synthétisé, on peut évaluer sa sensibilité aux différents défauts considérés.

3 - Application au diagnostic des entraînements électriques

3.0 - Modélisation du procédé

On reprend la modélisation des procédés effectuée au chapitre I (figure - 1 - schéma bloc entraînement -) mais dans le cas des observateurs on tient compte des entrées inconnues que l'on partage, selon que l'on veut les ignorer ou les détecter, en perturbations et défauts.

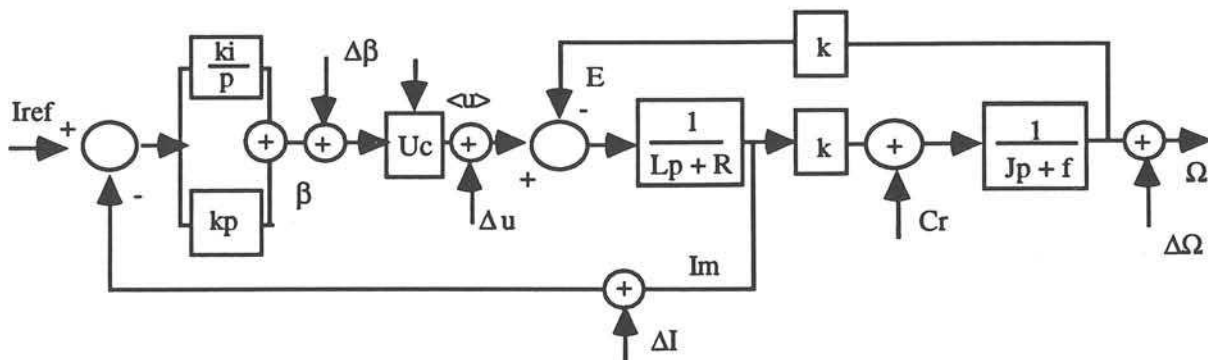


figure - III.2 - schéma bloc avec le détail du correcteur

Qui se met sous la forme d'état : $\dot{X} = A X + B u + E_d d + E_f f$

$$y = C X + D u + F_d d + F_f f$$

Le choix des entrées inconnues à découpler se fait dans le but d'obtenir des signatures caractéristiques des divers observateurs synthétisables vis-à-vis des défauts à détecter. Le cas théorique idéal étant de fabriquer autant d'observateurs que de défaut, chacun des observateurs n'étant sensible qu'à un défaut et découplé de tous les autres. Ces observateurs n'existent pas toujours et, de plus il n'est pas indispensable d'en avoir autant car, en les choisissant bien (dans la mesure où le système nous en permet la synthèse), on peut avec 3 observateurs détecter et discriminer 2^3 défauts. L'ensemble de ces observateurs constitue une batterie d'observateurs

3.1 - Observabilité du système

L'étude de l'observabilité du système Se continu modélisé au chapitre I montre que le procédé est totalement observable quel que soit C_0 . C'est à dire que quelle que soit la ou les variables rebouclées, l'observateur est apte à estimer l'état du procédé.

L'ordre du système étant faible (3 dans notre cas) les matrices d'état sont de faibles dimensions ce qui facilite grandement les calculs. La synthèse des observateurs est, dans notre cas particulier, relativement aisée. Les méthodes de calculs présentées dans la littérature ([ADJAL 93] [DAROU 94a et b] ...etc) sont, dans notre cas, inutiles.

3.2 - Synthèse d'un observateur découplé de l'influence du couple de charge

$$\text{On pose dans ce cas : } X = \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}, \quad d = C r, \quad u = i_{ref}$$

Ce qui impose les matrices d'état suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R+k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} \\ k_i \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad E_f = \begin{bmatrix} -\frac{k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ -k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -k_p & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ k_p \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$F_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad F_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -k_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Cette modélisation considère C_r comme la perturbation à découpler.

La résolution de l'équation de découplage de la dérivée de l'erreur d'observation vis-à-vis de l'entrée inconnue $G F_d - T E_d = 0$ impose puisque $F_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $T = [T_1 ; T_2 ; 0]$

$TA - GC = NT$ donne les coefficients de la matrice de gain G :

$$G = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + n\right) T_1 - (k_i + k_p n) T_2 & \frac{U_c}{L} T_1 - n T_2 & -\frac{k}{L} T_1 \end{bmatrix}$$

F_d étant nulle on a $K F_d = 0$ quel que soit K

on résout $P T = -K C$ qui donne $K = [-pT_1 - pk_p T_2 \ ; \ -pT_2 \ ; \ 0]$

On est capable, à ce stade, de réaliser un observateur à entrée inconnue découplant l'influence du couple de charge et fournissant un résidu nul en l'absence de défaut. L'étude de la sensibilité aux défauts permet de fixer les degrés de liberté restants T_1 T_2 .

$$G F_f - T E_f = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + n\right) T_1 & -\frac{U_c}{L} T_1 & -\frac{1}{L} T_1 & -\frac{k}{L} T_1 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

$$K F_f = \begin{bmatrix} -p T_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

Or

$$\dot{\varepsilon} = N T (\hat{X} - X) + (G F_f - T E_f) f$$

$$\text{et Res} = P T (\hat{X} - X) + K F_f f$$

Quel que soit T_2 le résidu est sensible à tous les défauts si T_1 est différent de zéro. Si par contre T_1 est égal à zéro le résidu est découplé de tous les défauts.

Nous disposons donc de deux observateurs :

- L'un estimant X_i ($T_1=0$ et $T_2=1$) et découplé de toutes les entrées inconnues car $T E_f -$

$$G F_f = K F_f = 0$$

- L'autre estimant I ($T_1=1$ et $T_2=0$) et découplé de C_r .

3.2.1 - Observateur de X_i rejetant C_r : *ObsXi*

En prenant $T = [0 \ 1 \ 0]$, l'observateur (*ObsXi*) permet d'estimer X_i tout en étant découplé du couple résistant et de tous les défauts envisagés car $(T E_f - G F_f)$ et $K F_f$ sont nulles dans ce cas. L'expression de l'observateur et du résidu associé sous forme de matrice est la suivante :

On considère le modèle avec un correcteur continu équivalent.

avec $k_i = 8.47$, $k_p = 0.0095$,

La dynamique de l'observateur est fixée arbitrairement $n = -5 * R / L$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{X}}_i \\ \text{ResXi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & k_i + n k_p & -(k_i + n k_p) & -n & 0 \\ 1 & k_p & -k_p & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_i \\ I_{ref} \\ I_m \\ \beta \\ \Omega_m \end{bmatrix}$$

Remarque le résidu est la différence entre β et β observé

3.2.2 - Observateur de I rejetant Cr : $ObsI_Cr$

En prenant $T = [1 \ 0 \ 0]$, l'observateur ($ObsI_Cr$) permet d'estimer le courant machine I tout en étant découplé du couple résistant Cr . Le résidu ($ResI_Cr$) est sensible à tous les défauts modélisés. L'évaluation du résidu $ResI_Cr$

$$G F_f - T E_f = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + n\right) T_1 & -\frac{U_c}{L} T_1 & -\frac{1}{L} T_1 & -\frac{k}{L} T_1 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

$$\text{Or } \dot{\epsilon} = N T (\hat{X} - X) + (G F_f - T E_f) f$$

Si $T_1 = 1$ on a :

$$\dot{\hat{e}} = N T (\hat{X} - X) - \left(\frac{R}{L} + n \right) \Delta I - \frac{U_c}{L} \Delta \beta - \frac{1}{L} \Delta u - \frac{k}{L} \Delta \Omega \text{ ce qui donne pour } t \text{ tendant}$$

vers l'infini une erreur d'observation

$$T (\hat{X} - X) = \left(\frac{R}{L n} + 1 \right) \Delta I + \frac{U_c}{L n} \Delta \beta + \frac{1}{L n} \Delta u + \frac{k}{L n} \Delta \Omega$$

$$\text{De même } K F_f = \begin{bmatrix} -p T_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

nous donne

$$\text{Res} = P T (\hat{X} - X) + K F_f f$$

$$\text{ResI_Cr} = P T (\hat{X} - X) - P \Delta I = p (\hat{I} - I) - p \Delta I$$

Ce qui converge avec la dynamique n de l'erreur d'observation vers

$$\text{Res I_Cr} = p \left[\left(\frac{R}{L n} + 1 \right) \Delta I + \frac{U_c}{L n} \Delta \beta + \frac{1}{L n} \Delta u + \frac{k}{L n} \Delta \Omega \right] - p \Delta I$$

On est libre, à ce stade de la synthèse de fixer p et n. Le choix de ces degrés de liberté se fait en fonction de l'expression de ResI_Cr :

Si $p = 1$ et $n = -5 \cdot R/L$ et que seul ΔI est affecté alors ResI_Cr converge vers $-\Delta I / 5$

Dynamiquement à $t = 0$ instant d'occurrence de ΔI on a $\text{Res} = -\Delta I(t)$ (échelon) puis le résidu diminue et converge vers $-\Delta I / 5$ ce qui donne la forme suivante pour la valeur absolue de ResI_Cr (figure - III.3 -) :

Avec $\Delta I = 0,5$

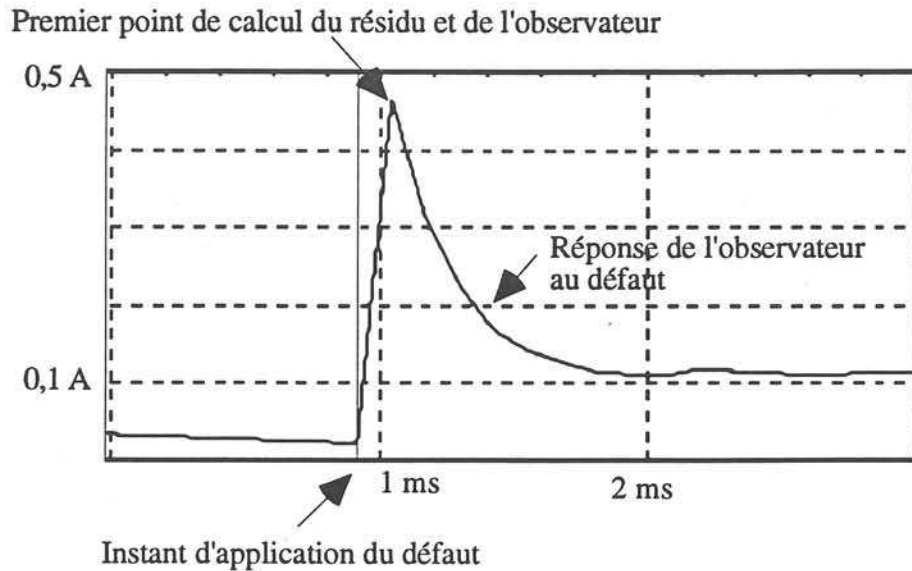


figure - III.3 -

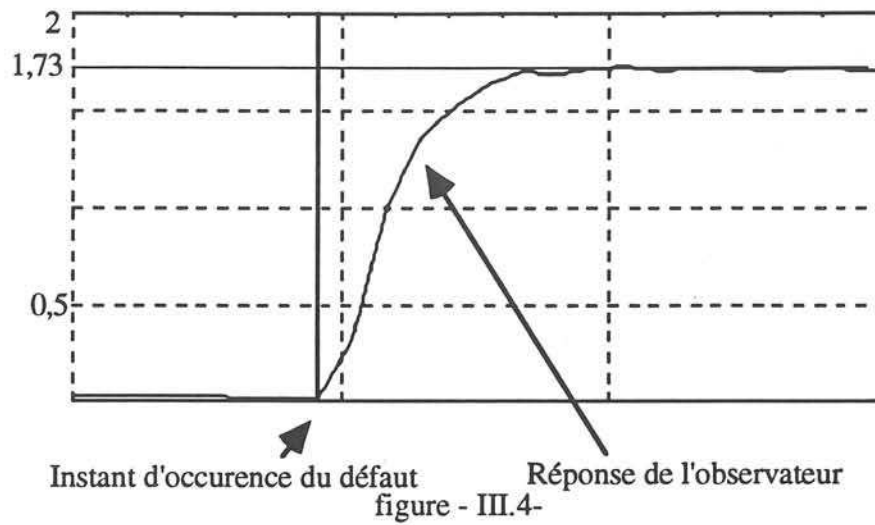
Le résidu présente un échelon de 0,5 A qui est en fait le défaut ΔI affectant directement le résidu, puis il converge vers 0,1 A correspondant à $\Delta I/5$ avec la dynamique de l'observateur $n = 5 R / L$ ce qui correspond à une constante de temps de 200 μs . Remarque : si on avait choisit $n = - R / L$, l'erreur d'observation aurait été indépendante de ΔI .

Le résidu élaboré par la synthèse précédente est fonction de l'erreur d'observation et directement du défaut ΔI . La dynamique de l'erreur d'observation est quant à elle affectée par tous les défauts considérés. Dans le cas de défauts en échelon de durée illimitée le résidu converge vers :

$$\text{Res } I_{Cr} = \left[\left(\frac{4}{5} \right) \Delta I - \frac{U_c}{5 R} \Delta \beta - \frac{1}{5 R} \Delta u - \frac{k}{5 R} \Delta \Omega \right] - \Delta I$$

Le résidu est en théorie sensible à tous les défauts mais est découplé de Cr .

Dans le cas d'un défaut Δu en échelon le résidu sera la réponse de l'erreur d'observation à un échelon d'amplitude Δu . C'est à dire un signal convergeant vers $-\Delta u / 5 R$ soit une valeur de - 1,73 pour $\Delta u = 10$ volts et $R = 1,15 \Omega$ (figure - III.4 -)



L'expression de l'observateur ObsI_Cr et du résidu associé sous forme de matrice est la suivante avec $k_i = 8.47$, $k_p = 0.0095$, $n = -5 \cdot R/L$

ObsI_Cr : avec $n = -5 \cdot R / L$

$$\begin{bmatrix} \hat{I} \\ \text{ResI_Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 & -\left(\frac{R}{L} + n\right) & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I} \\ I_{ref} \\ I_m \\ \beta \\ \Omega_m \end{bmatrix}$$

Remarque : le résidu est la différence entre Imesuré (I_m) et I observé

3.3 - Synthèse d'un observateur découplé de l'influence des défauts additifs sur la grandeur de commande β

La démarche de synthèse étant identique à la précédente, le calcul de cet observateur est mis en annexe 9.

3.4 - Autres observateurs

La synthèse d'un observateur découplant le défaut capteur de courant ΔI s'avère être impossible à moins de se découpler de tous les défauts avec ObsXi.

Avec les contraintes de conception que nous nous sommes fixés, le découplage du défaut capteur de vitesse est impossible, sans s'affranchir du même coup de tous les autres défauts considérés (ObsXi). Nous avons assoupli ces contraintes en augmentant la dimension de T : on observe deux combinaisons linéaires indépendantes, des variables d'état. Le découplage de $\Delta\Omega$ est dans ce cas possible : ObsDO

$$X = \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix}, f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta\beta \\ \Delta u \\ Cr \end{bmatrix}, d = \Delta\Omega, u = iref$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R+k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} \\ k_i \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad E_f = \begin{bmatrix} -\frac{k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ -k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -k_p & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ k_p \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$F_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad F_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -k_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Cette modélisation considère $\Delta\Omega$ comme la perturbation à découpler.

La résolution de l'équation de découplage de l'entrée inconnue :

$$G F_d - T E_d = 0$$

$$\text{n'impose pas } T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \end{bmatrix} \text{ mais fixe } G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & 0 \\ G_{21} & G_{22} & 0 \end{bmatrix} \text{ car } E_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si on s'impose N diagonale

TA - GC = NT donne les coefficients de la matrice de gain G en fonction de ceux de T:

$$\text{avec en particulier : } T_{11} = -\frac{L}{k} \left(\frac{f}{j} + n_{11} \right) T_{13} \text{ et } T_{21} = -\frac{L}{k} \left(\frac{f}{j} + n_{22} \right) T_{23}$$

F_d étant non nulle on a $K F_d = 0$ si $k_3 = 0$

on résout $p T = -K C$ qui donne :

$$K = [-p_1 k_p T_{12} - p_2 k_p T_{22} - p_1 T_{11} - p_2 T_{21} \quad ; \quad -p_1 T_{12} - p_2 T_{22} \quad ; \quad 0] \text{ avec } p_1 T_{13} = -p_2 T_{23}$$

Comme dans les synthèses précédentes, on utilise les équations de sensibilité du résidu et de l'erreur d'observation pour fixer les paramètres de T, et en tirer le meilleur parti en terme de découplage.

$$G F_f - T E_f =$$

$$\begin{bmatrix} + \frac{k_p U_c}{L} T_{11} + k_i T_{12} + G_{11} - k_p G_{12} & -T_{11} \frac{U_c}{L} & -\frac{T_{11}}{L} & + \frac{T_{13}}{J} \\ + \frac{k_p U_c}{L} T_{21} + k_i T_{22} + G_{21} - k_p G_{22} & -T_{21} \frac{U_c}{L} & -\frac{T_{21}}{L} & + \frac{T_{23}}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{et } K F_f = \begin{bmatrix} k_1 & -k_p k_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ \Delta \beta \\ \Delta u \\ Cr \end{bmatrix}$$

On veut pouvoir dissocier $\Delta \Omega$ de ΔI il faut que $k_1 - k_p k_2 = -p_1 T_{11} - p_2 T_{21}$ soit différent de zéro

Si on impose $T_{13} = T_{23} = 1$ et $T_{12} = T_{22} = 0$ alors on prend $p_1 = -p_2 = 1$ pour que le résidu soit directement sensible à ΔI c'est à dire $K.F_f := [-T_{11} + T_{21}; 0; 0; 0]$

Ce choix nous donne d'après les équations établies avec $TA - GC = NT$:

$$G = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + n_{11}\right) T_{11} + \frac{k}{J} & T_{11} \frac{U_c}{L} & 0 \\ -\left(\frac{R}{L} + n_{22}\right) T_{21} + \frac{k}{J} & T_{21} \frac{U_c}{L} & 0 \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} -\frac{L}{k} \left(\frac{f}{J} + n_{11}\right) & 0 & 1 \\ -\frac{L}{k} \left(\frac{f}{J} + n_{22}\right) & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On choisit les coefficients de N tel que n_{11} soit différent de n_{22} car sinon $T_{11} = T_{21}$ et les variables d'état observées ne sont plus indépendantes et on retrouve ObsXi

Dans ce cas :

$$G F_f - T E_f =$$

$$\begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + n_{11}\right) T_{11} + \frac{k}{J} & -T_{11} \frac{U_c}{L} & -\frac{T_{11}}{L} & \frac{1}{J} \\ -\left(\frac{R}{L} + n_{22}\right) T_{21} + \frac{k}{J} & -T_{21} \frac{U_c}{L} & -\frac{T_{21}}{L} & \frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{or } P \dot{\hat{X}} = P N T (\hat{X} - X) + P (G F_f - T E_f)$$

avec

$$P (G F_f - T E_f) =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{L}{k} \left(n_{11}^2 - n_{22}^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{f}{J} \right) (n_{11} - n_{22}) \right) & \frac{U_c}{k} (n_{11} - n_{22}) & \frac{1}{k} (n_{11} - n_{22}) & 0 \end{bmatrix}$$

ce qui montre que $P \dot{\hat{X}}$ est indépendante de Cr

et

$$P T = \begin{bmatrix} -\frac{L}{k} & & & \\ (n_{11} - n_{22}) & 0 & 0 & \end{bmatrix}$$

$$\text{Ce qui donne } Res = -\frac{L}{k} (n_{11} - n_{22}) (\hat{I} - I) + \frac{L}{k} (n_{11} - n_{22}) \Delta I.$$

On a toujours $U = M = 0$

On obtient ObsDO découplé de Cr et $\Delta \Omega$

Observateur continu

$$n_{11} = -R / L$$

$$n_{22} = -0.5 * R / L$$

$$T_{11} = -(f / J + n_{11}) * L / k$$

$$T_{21} = - (f / J + n_{22}) * L / k$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{Z}}_1 \\ \dot{\hat{Z}}_2 \\ \text{resDO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{11} & 0 & 0 & -\left(\frac{R}{L} + n_{11}\right)T_{11} + \frac{k}{J} & T_{11}\frac{U_c}{L} & 0 \\ 0 & n_{22} & 0 & -\left(\frac{R}{L} + n_{22}\right)T_{21} + \frac{k}{J} & T_{21}\frac{U_c}{L} & 0 \\ 1 & -1 & 0 & -T_{11} + T_{21} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{Z}_1 \\ \hat{Z}_2 \\ I_{ref} \\ I_m \\ \beta \\ \Omega_m \end{bmatrix}$$

Le résidu n'a, dans ce cas, aucune signification physique évidente.

3.5 - Tableau récapitulatif des découplages et des sensibilités théoriques.

Légende :

Eps indique que le résidu est uniquement fonction de la réponse de l'erreur d'observation au défaut

Direct indique que le résidu est directement fonction du défaut, c'est à dire que le résidu est proportionnel au défaut.

Eps + Direct indique que le résidu subit à la fois l'influence de l'erreur d'observation et celle du défaut.

Observateur \ Défauts	ObsXi	ObsI_Cr	ObsDO	ObsO_DbDu
Cr	0	0	0	1 Eps
ΔI	0	1 Eps + direct	1 Eps + direct	1 Eps
$\Delta \beta$	0	1 Eps	1 Eps	0
Δu	0	1 Eps	1 Eps	0
$\Delta \Omega$	0	1 Eps	0	1 Eps + direct

Ce tableau indique les relations entre la forme des résidus (réponse à un échelon de défaut) et l'influence du défaut sur le résidus (directement , via l'erreur d'observation, ou les deux) établies lors de la synthèse.

Les signatures théoriques (combinaisons de défauts affectés) étant établies nous avons testé ces observateurs en simulation.

4 - Résultats de simulation de la batterie d'observateurs

Les observateurs mis en oeuvre dans ce paragraphe sont les résultats des synthèses effectuées précédemment. La synthèse réalisée en continu a fourni les matrices d'état continues de l'observateur. Ces matrices ont été discrétisées par le logiciel Xmath à l'aide de la méthode de Tustins à la période de $61,375 \mu s$ (synchrone avec la MLI) afin de recréer les conditions d'implantation réelles. La dynamique des différents observateurs a été choisie arbitrairement proche de la constante de temps la plus rapide du système : la constante de temps électrique. Lorsque le cas $n = - R / L$ s'avérait être un cas particulier annulant les coefficients de G on a choisi une dynamique plus rapide $n = - 5 * R / L$.

4.1 - Réponse à un échelon de consigne de 0 à 5 ampères, toutes les variables étant nulles au départ (évolution des grandeurs physiques durant un essai)

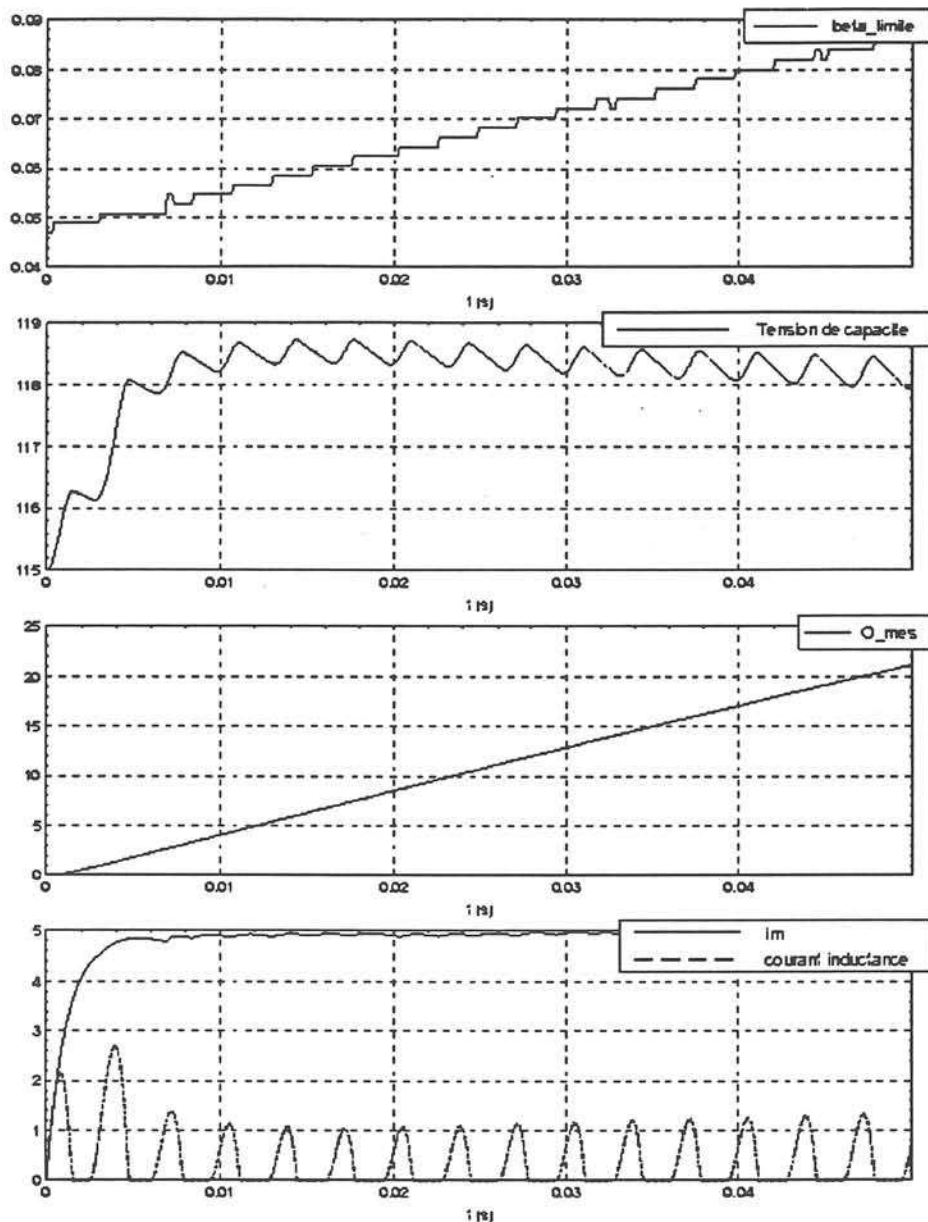


figure - 5 -

4.2 - Résidus associés à un échelon de consigne

Les seuils de détection sont choisis suite à cet essai et situés sur les courbes grâce à un trait fort

Cet essai a été réalisé en régime permanent (5 Ampères) avec application d'un échelon de consigne de 5 Ampères à l'instant $t = 2$ ms. Le retard entre l'instant de l'échelon et sa prise en compte est dû au retard émanant du correcteur échantillonné (382,5 μ s).

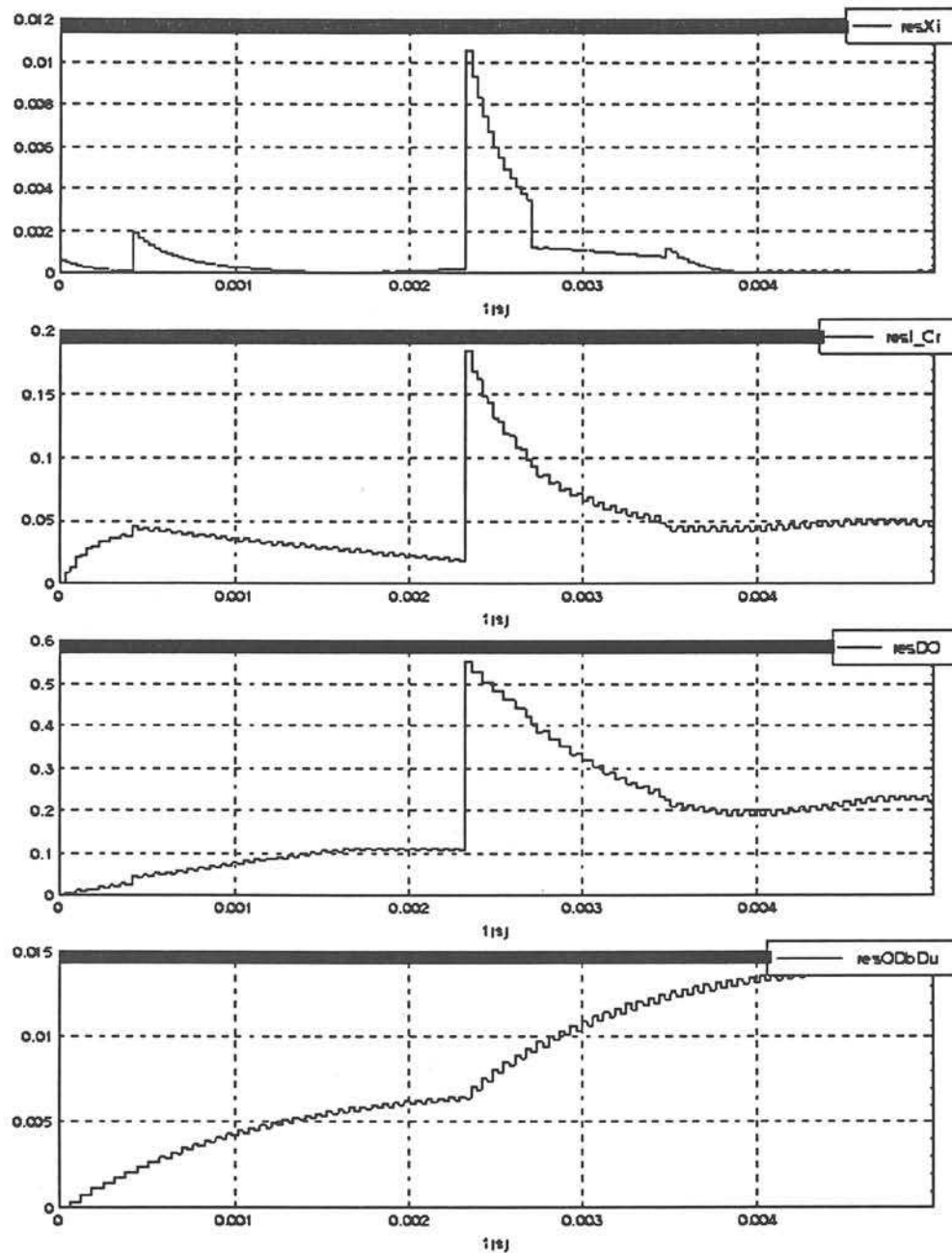


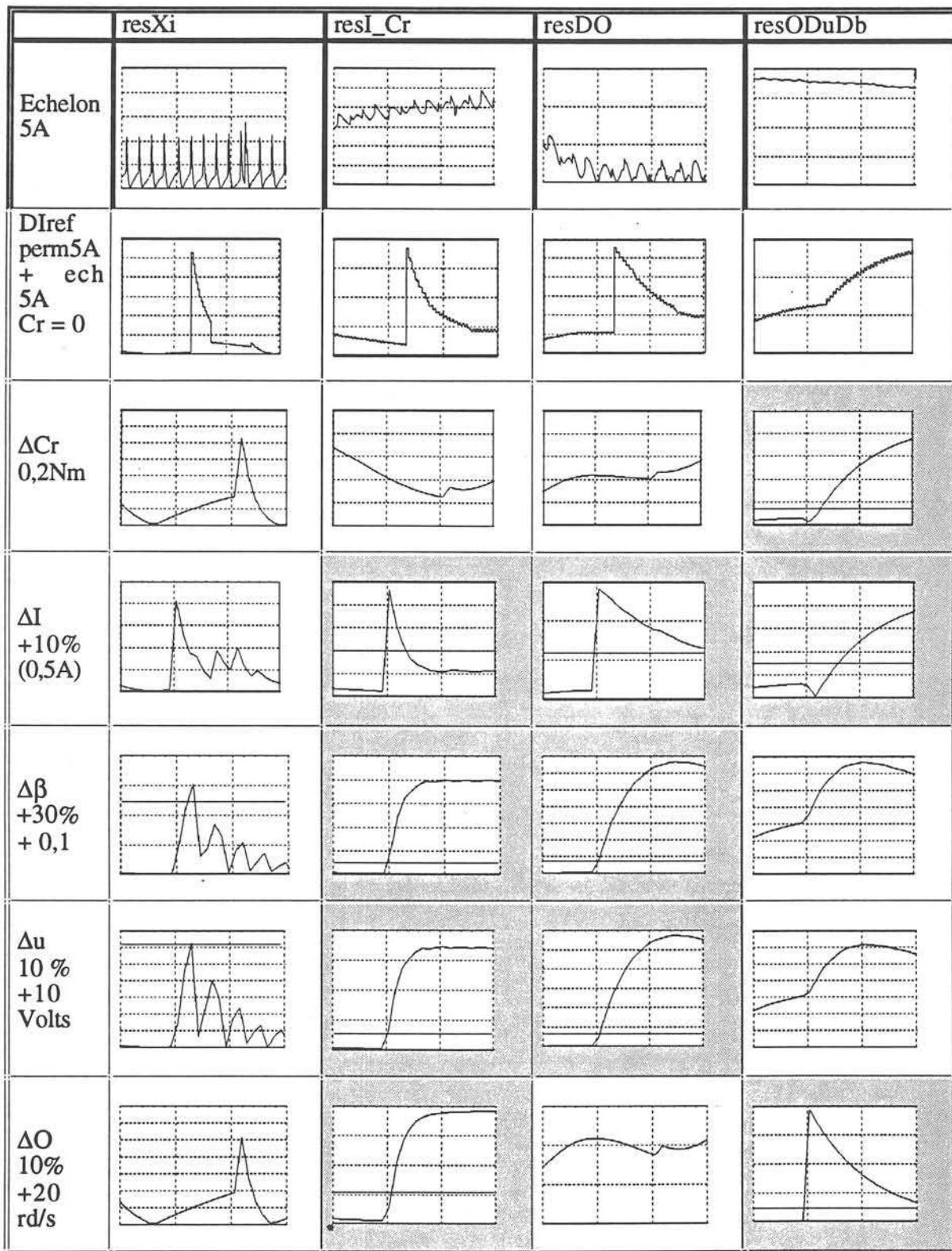
figure - 6 -

4.3 - Résidus associés aux différents défauts modélisés

Les défauts ont été simulés dans les mêmes conditions initiales que l'échelon de consigne précédent. C'est à dire suite à un régime permanent de 5 A et avec un couple de charge initial nul.

4.3.1 - Tableau de forme des résidus pris entre l'instant $t = 0,001$ s et $t = 0,004$ s

Les seuils de détection, lorsqu'ils sont visibles sur la courbe, sont représentés par un trait fort :



On peut noter que la forme et l'amplitude des résidus correspondent bien à celles prévues lors de la synthèse pour des défauts en échelon.

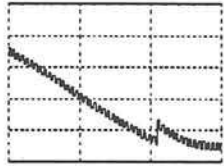
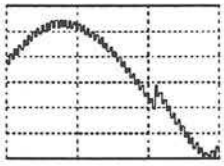
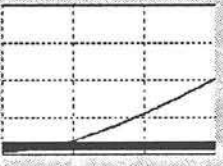
4.3.2 - Tableau récapitulatif des différents défauts détectés :

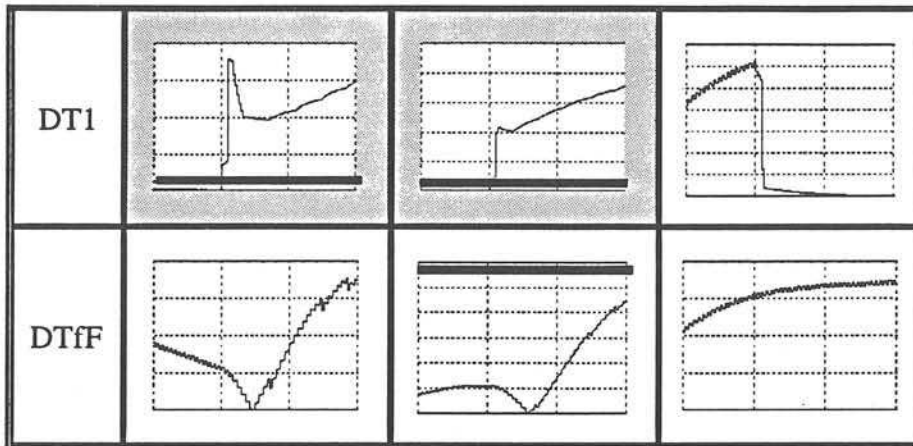
	resXi	resI_Cr	resDO	resODuDb
VE	0	0	0	0
DIref	0	0	0	0
DCr	0	0	0	1
DI	0	1 en pic	1	1
Db	0	1	1	0
Du	0	1	1	0
DO	0	1	0	1

On constate que bien que les résidus soient non nuls en l'absence de défauts, le tableau de détection, une fois les seuils fixés est bien identique à celui qui avait été établi théoriquement. On peut donc, avec cette batterie d'observateurs, détecter et localiser les défauts et perturbations considérés dans la modélisation. L'observateur du terme intégral (obsXi) étant inutile n'est plus calculé dans la batterie d'observateurs.

Il est intéressant de connaître le comportement de la batterie en présence de défauts non modélisés tels que ceux pris en compte dans le chapitre II.

4.4 - Tableau des résidus engendrés par des défauts non modélisés :

	resI_Cr	resDO	resODuDb
Δk rampe de 0 à 100% en 10 ms			



- Les défauts de coefficient de f.e.m. et de couple k affectent, de la même façon qu'une variation de couple, uniquement le résidu de ObsODuDb observant la vitesse et en étant découplé des défauts sur la tension moteur et des défauts sur la grandeur de commande. Par contre, la dynamique propre du défaut (rampe) étant différente d'un échelon, la réponse du résidu est dynamiquement différente d'un échelon de couple filtré par la dynamique de l'erreur d'observation.

- Le défaut sur le transistor de bras T1 (ouverture forcée) affecte les résidus de la même manière qu'un défaut Δu ou $\Delta \beta$ puisque ce défaut engendre le non-respect de la relation $u = \beta * U_c$.

- Vu le système modélisé, le défaut du transistor de frein ne fait que modifier U_c par ailleurs considérée comme constante ($U_c = 115$ volts) par le modèles. Ce défaut devrait s'apparenter à un Δu puisque la relation $\langle u \rangle = \beta * U_c$ n'est plus vraie. Par manque de sensibilité, le résidu issu de ObsI_Cr est peu affecté par ce défaut car la fermeture permanente de Tf occasionne une faible baisse de U_c (insuffisante pour affecter resObsI_Cr avec les seuils que l'on s'est fixé).

5 - Conclusion sur la capacité de détection d'un observateur d'un entraînement électrique

La batterie d'observateurs utilisée donne de bons résultats en terme de détection et localisation des défauts concernant l'ensemble hacheur, commande, machine. Par contre, faute d'être intégré à la modélisation l'ensemble alimentation, filtre, frein n'est pas associé au diagnostic et on ne pourra donc pas y détecter des défauts.

L'hypothèse de modélisation U_c constante ne semble pas trop contraignante en fonctionnement normal malgré le fait que toute erreur sur U_c sera prise comme une erreur Δu sur $u = \beta * U_c$ et engendrera de ce fait une modification des résidus sensibles à Δu . En fonctionnement en frein, par contre, U_c est comprise entre 150 et 160 volts ce qui constitue une erreur importante et affecte les résidus.

On s'aperçoit ici de l'importance pour s'affranchir des fausses alarmes de, trouver une solution afin de modéliser le filtre et ses comportements non linéaires qui sont la conduction discontinue et le freinage. On peut aisément réaliser un observateur du comportement linéaire du filtre qui disposerait en entrée de la tension redressée et comme mesure le courant redressé et la tension U_c . Mais le passage en fonctionnement non linéaire impose un changement de modèle qui ne peut-être réalisé qu'à travers la surveillance de I_r et U_c et provoquer la commutation de modèle comme au chapitre II.

Compte tenu du fait que les observateurs sont asservis aux grandeurs mesurées, la sensibilité aux erreurs de modélisation (paramètres) devrait être diminuée mais cette étude n'a pas été menée en simulation.

La méthode utilisée dans ce chapitre est très intéressante car elle supprime le problème des entrées inconnues tel le couple de charge, elle fournit des résidus découplés des perturbations et de certains défauts permettant ainsi d'obtenir des signatures différentes pour chacun des défauts modélisés. Le temps de calcul des algorithmes est très faible (du même) ordre de grandeur que celui des modèles parallèles au chapitre II.

Les hypothèses de conception de la batterie d'observateurs sont relativement contraignantes car les défauts et perturbations sont rarement additifs, les non-linéarités du procédé ne sont pas prises en compte (freinage). Malgré cela, si le procédé s'y prête, ce qui est en partie le cas de notre entraînement électrique, la batterie d'observateurs constitue un excellent outil de diagnostic.

CHAPITRE IV :

Conclusion

Ce travail représente une contribution aux travaux menés depuis plusieurs années au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Ces études ont pour objet d'augmenter la disponibilité des dispositifs électrotechnique. Pour atteindre ce but il a été indispensable de se forger une expérience dans les domaines du diagnostic. De part sa sensibilité aux problèmes d'automatique, l'équipe commande s'est dirigée vers la redondance analytique qui met à profit son expérience des modèles et des algorithmes de commande tel que les observateurs. Très vite la spécificité des problèmes est apparue et l'accent a été mis sur l'utilisation des techniques de diagnostic issues de l'automatique en vue de leur application dans les entraînements électriques.

Les premières applications visées furent militaire grâce au concours de la DRET, mais très vite l'intérêt s'est porté vers les applications industrielles pour en augmenter la disponibilité, la maintenabilité, la fiabilité, et la sécurité.

Dans ce cadre, les thèses de S. Catellani [CATEL 92] et C. Berendsen [BEREN 93a] permirent de se familiariser avec certaines techniques telles que les modèles parallèles et les observateurs de Luenberger et ont mis en évidence la spécificité du diagnostic des systèmes électrotechniques.

Fort de cette expérience nous avons abordé dans ce mémoire le problème de la modélisation non seulement de l'entraînement électrique mais des défauts qui le caractérisent permettant ainsi de définir un ensemble de modèles adaptés aux contraintes du diagnostic.

Une partie de l'étude vise à définir la méthode d'estimation d'état la mieux adaptée au diagnostic des entraînements électriques en considérant les défauts de l'ensemble du convertisseur, de la commande et des capteurs. Tout ce travail s'est fait avec la contrainte d'obtenir un modèle de diagnostic implantable en temps réel et sans ajout de capteurs supplémentaires.

Le chapitre II traite de la méthode de diagnostic qui utilise des modèles parallèles pour générer des résidus à partir des grandeurs de sortie mesurées et calculées. Nous avons défini dans ce chapitre deux types de modèles parallèles, l'un directement issu du modèle d'état moyen du procédé (le modèle global) l'autre étant un découpage fonctionnel du précédent en fonctions des

mesures disponibles. L'un et l'autre sont soumis à l'influence des perturbations (le couple de charge dans notre cas) et ne peuvent s'en affranchir. Le modèle "découplé" permet de détecter cette perturbation et de s'en affranchir lors de l'analyse des résidus. Ce modèle est donc relativement efficace en ce qui concerne les entraînements électriques car il permet la détection et la discrimination de plusieurs défauts exceptés ceux qui interviennent dans les mêmes blocs fonctionnels. Cette méthode rappelle dans sa mise en oeuvre la méthode des Relations de Redondance Analytique développée au L.A.I.L. (et testée sur le même entraînement continu dans la thèse de C. Berensen [BEREN93a]) mais semble donner de meilleurs résultats en terme de discrimination. Son intérêt réside principalement dans sa facilité de mise en œuvre. Son principal défaut est sa dépendance vis-à-vis de certaines perturbations qui en fait une solution simple mais dont l'efficacité est étroitement liée au système que l'on désire surveiller dans la mesure où seule la forme du modèle d'état influe sur la sensibilité du modèle (aux perturbations et aux défauts).

La batterie d'observateur à entrées inconnues mise au point au chapitre III permet de s'affranchir de l'entrée perturbatrice qui est constituée dans notre cas par le couple de charge. Cette technique permet un meilleur découplage, du système car l'injection de sortie grâce à la matrice de gain permet de disposer de degrés de liberté supplémentaires qui autorisent un réglage des découplages et des sensibilités. Les observateurs (à entrées inconnues) sont donc, a priori, les modèles de diagnostic les mieux adaptés à la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques à courant continu. La restriction essentielle à leur généralisation vient du fait que le modèle de départ doit être linéaire ou linéarisé. Les équipements à base d'électronique de puissance sont à configurations multiples, plus ou moins facilement modélisables (comportement en freinage par exemple) de façon linéaire. Ces changements de configurations sont, pour l'instant un obstacle à l'utilisation des observateurs pour la partie filtre et alimentation, en revanche, pour l'ensemble convertisseur-machine, le résultat est satisfaisant.

Le diagnostic d'un entraînement électrique, si on souhaite son développement industriel doit se faire à moindre coût, tant logiciel que matériel. Il est donc nécessaire de trouver, pour chaque cas, un compromis coût / efficacité. Le diagnostic se fera donc, à terme, en associant

judicieusement les diverses techniques suivant le niveau de disponibilité et de maintenabilité demandé. Il est donc important de connaître les performances de chaque méthode afin de développer des critères objectifs de synthèse des systèmes de surveillance.

Les perspectives, en terme de diagnostic des entraînements électriques sont dans l'optimisation des méthodes par modèle (observateurs généralisés) et l'exploration des technique à base de connaissance, arbres de défaillances, analyse de signal. Le but étant d'extraire le maximum d'information du procédé.

Bibliographie citée dans le manuscrit :

- [ADJAL 93] K.H. Adjallam : Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine "Contribution au diagnostic des systèmes par observateurs d'état" 1993
- [AHREN 93] Sigurd Ahrens : Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble "Système expert d'aide au diagnostic et à la maintenance de grands entraînements électriques" Novembre 1993
- [ARSAN 94] Murad Ismet ARSAN : Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de L'Aéronautique et de l'Espace "Observateurs et diagnostic automatique de pannes" Juillet 1994
- [BENAM 95a] Ahmed Benamara : Rapport de contrat post doctoral "Détection et localisation de défauts : une approche unificatrice- Application au diagnostic de défauts dans un entraînement électrique" Juillet 1995
- [BENAM 95b] A. BENAMARA, S. COURTINE, G. ROSTAING
" H_{∞} optimal fault detection in a DC motor control loop. "
Congrès [CCA '95']
- [BEREN 93a] Carsten-Sünne Berndsen : Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble "Méthodes de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs-machines tournantes" Novembre 1993
- [BEREN 93b] C S BERENDSEN, G ROSTAING, G CHAMPENOIS
" Distinguishing control loop failures from voltage fluctuations and load torque impacts "
Congrès [TOOLDIAG '93']
- [BEREN 93c] C S BERENDSEN, G ROSTAING, G CHAMPENOIS, J SAADI
" Detction of sensors faults with observer structures in control loops "
Congrès [SAFEPROCESS '93']
- [BEREN 92a] C S BERENDSEN, G CHAMPENOIS, J DAVOINE, G ROSTAING
" How to detect and localize a fault in a DC/DC converter ? "
Congrès [IECON '92']
- [BEREN 92b] Berendsen, C.S., Cassar J.P., Champenois, G., Staroswiecki, M "Structured generation of analytical redundancy relations for the detection of control loop failures." . 708-713 Sûreté et diagnostic des systèmes industriels -
- [BRUNE 90] J Brunet, D Jaune, M Labarrère, A Rault, M Vergé : "Détection et diagnostic de pannes - approche par modélisation" Ed Hermès 1990
- [CATEL 92] Stéphane Catellani : Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble "Etude sur la détection et la localisation de défauts en temps réel dans les éléments de puissance d'une association convertisseur-machine" Juillet 1992
- [DAROU 94a] M. Darouach, M. Zasadzinski, S. J. Xu "Full order observer for linear systems with unknow inputs" IEEE transactions on automatic control vol 39 n°3 march 1994
- [FRANK 95] Survey of the analytical and qualitative model-based approaches to fault diagnosis. Frank, P.M. 1-39 Diagnostic et sûreté de fonctionnement 1995
- [FRANK 90] P. M. Frank : "Fault Diagnosis in dynamic systems Using Analytical and Knowledge based Redondancy : A survey and some new results " Automatica, pp459-474 1990
- [MARTI 93] André Martinez : Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble "Eléments de diagnostic et optimisation du fonctionnement d'un entraînement électrique dans son environnement applicatif" Septembre 1993

[LUENB 66] D. G. Luenberger : "Observers for multivariable systems" IEEE Transactions on Automatic Control, AC-11(2): 190-197, 1966

[OLIVI 85] E. Olivier, J.P. Rognon, R. Perret "Application of the average circuit method to the modelling of AC to DC converters" IEEE 1985

[PATTO 89] Ron Patton, Paul Frank, Robert Clark : "Fault Diagnosis in Dynamic Systems - Theory and Applications" Ed PRENTICE HALL 1989

[PEUGET 96] R. PEUGET, S. COURTINE, G. ROSTAING
" Fault diagnosis in a DC - DC converter using fault tree analysis "
Proposé à ECC'96

[XMATH] Logiciel issu de MatrixX.de la Société Integrated Systems Inc, Santa Clara California

[ZWING] G. Zwingelstein "Le diagnostic de pannes" Ed Hermès

Bibliographie complémentaire :

[DAROU 94b] M. Darouach "On the novel approach to the design of unknown inputs observers" IEEE transactions on automatic control vol 39 n°3 march 1994

[FANG 94] Fang Jia - Jim Jiang " Fault diagnosis in DC servo systems" Revue diagnostic et sûreté de fonctionnement Volume 4 n°3/1994 pp 357-374

[FRANK 89] P. M. Frank : "Advances in fault based diagnosis" TOOLDIAG' 93 International Conference on Fault Diagnosis, Toulouse, France, April 1993

[GADDO 94] B. Gaddouna, D. Maquin J. Ragot "Fault detection observers for systems with unknown inputs" Safeprocess'94

[HOU 92] M. Hou P. C. Müller "Design observer for linear systems with unknown inputs" IEEE transactions on automatic control vol 37 n°6 june 1992

[KUDVA 88].Kudva, P., Viswanadham, N., Ramakrishna, A. "Observers for linear systems with unknown inputs" 1988 IEEE T. A-C 33, n°7 677-681

KUDVA 80].Kudva, P., Viswanadham, N., Ramakrishna, A. "Observers for linear systems with unknown inputs" 1988 IEEE T. A-C 25, n°1 february 1980

[KUREK 83] J. E. Kurek " The state vector reconstruction for linear systems with unknown inputs" IEEE transactions on automatic control vol AC-28 n°12 december 1983

[VENET 93] Pascal VENET : Thèse de l'Université Claude Bernard - Lyon I " Décembre 1993

ANNEXE 1 : Caractéristiques de l'entraînement

HACHEUR : hacheur double modulation

MLI : fréquence de la MLI : $f_{MLI} = 7,843 \text{ kHz}$ période de la MLI $127.5e-6$

MOTEURS :

$L = 1,264 \text{ mH}$

$R = 1.15 \Omega$

$k = 0.216$

$J = 0.002267$

$f = 0.0075$

$cs = 0$

CORRECTEURS

$kp = .0095$

$ki = 8.47$

en discret :

$ki_{ech} = 25 * (ki_c * T_{PI} + 2 * kp_c) / 2$

$zi_{ech} = (-ki_c * T_{PI} + 2 * kp_c) / (ki_c * T_{PI} + 2 * kp_c)$

FILTRES D'ENTREE :

$l1 = 1.2642 \text{ mH}$ # inductance d'entree

$C = 1500 \mu\text{F}$ # condensateur d'entree

$Rp = 10 \Omega$ # resistance de freinage

$r1 = .375 \Omega$

TRIGGERS :

$ub = 160 \text{ V}$

$ua = 150 \text{ V}$

SOURCE :

tension max de l'alim. triph. 66.5 volts

$umoy = 110$ # tension moyenne de la tension redresse

CONSIGNE DE REFERENCE :

$iref = 5 \text{ A}$ # courant de reference

$Cr0 = 0.2 \text{ Nm}$ # couple resistant

ANNEXE2 : Validation du modèle parallèle discrétisé sur le "hacheur réel" en simulation

a- Cas du fonctionnement en moteur

a.1- Échelon de 5A du courant Iref à t=0s

- vitesse initiale = 0 t/mn
- courant machine initial = 0 A
- courant filtre initial = 0 A
- couple de charge $Cr0 = 0,2 \text{ Nm}$

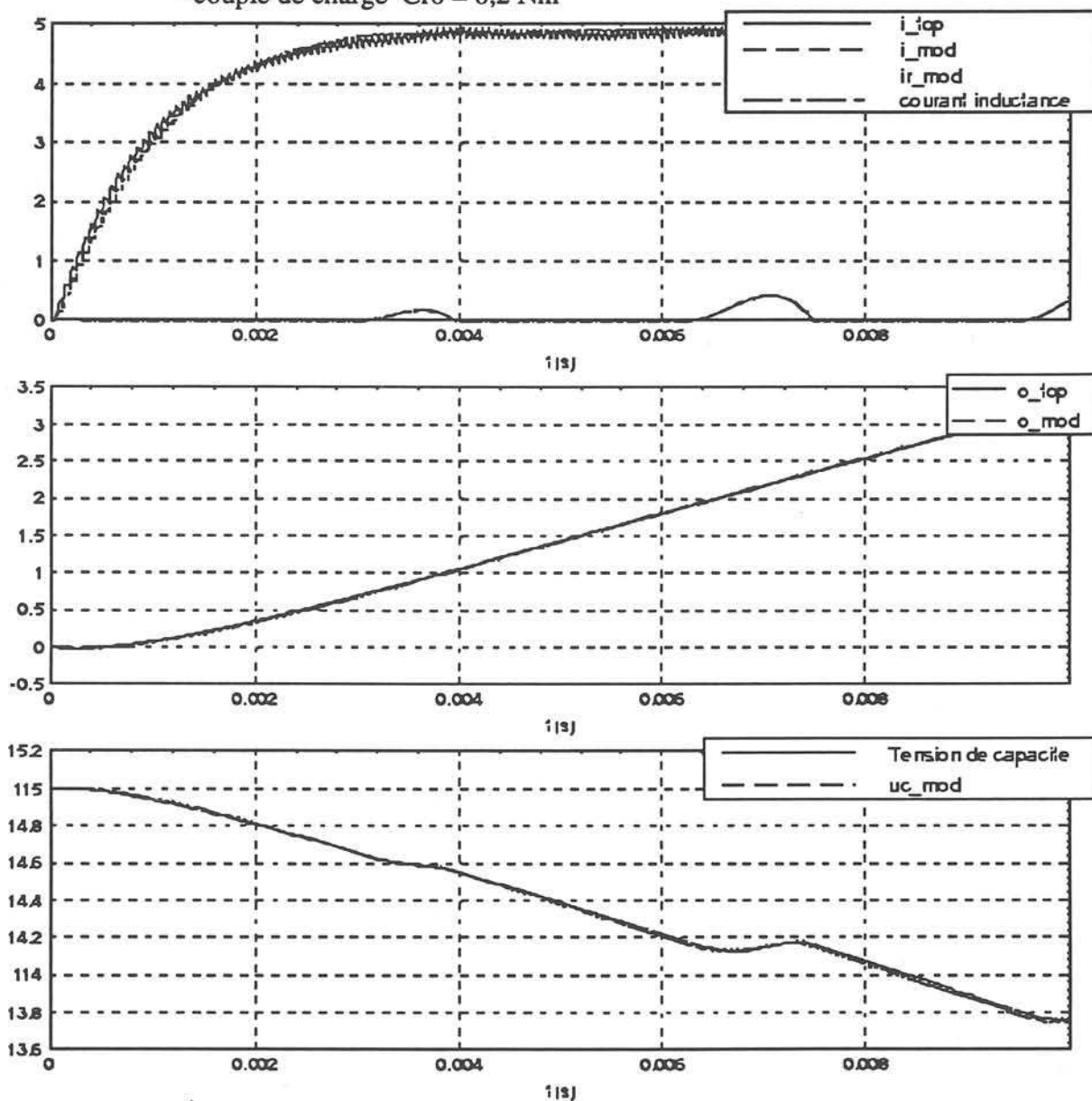


figure - A2.1 - Échelon 0 - 5 Ampères

On remarque une superposition des évolutions des signaux issus du modèle parallèle et du procédé simulé.

b- cas du fonctionnement en frein sans perturbations :

Le fonctionnement en freinage suppose, soit une diminution brusque de la consigne, soit une variation importante du couple de charge qui devient supérieur au couple moteur. La première situation est effectivement prise en compte par le modèle, la seconde viendra fortement affecter les résidus.

Dans cette simulation le mode de freinage est obtenu en imposant un couple résistant $Cr0$ supérieur au couple moteur.

- vitesse initiale = - 122 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- tension initiale $U_c = 160$ V
- couple de charge $Cr0 = 2$ Nm

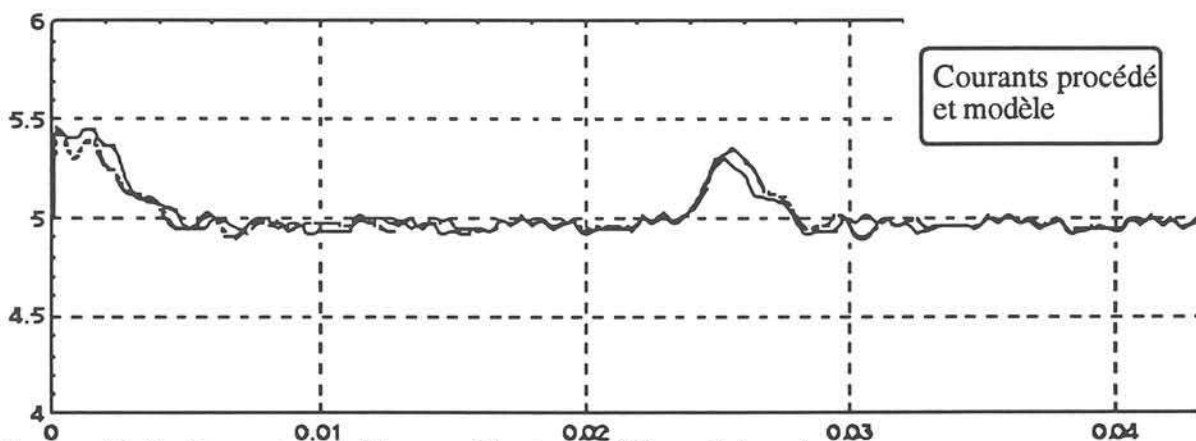


figure - A2.2 - Courants machine modèle et procédé en régime de freinage

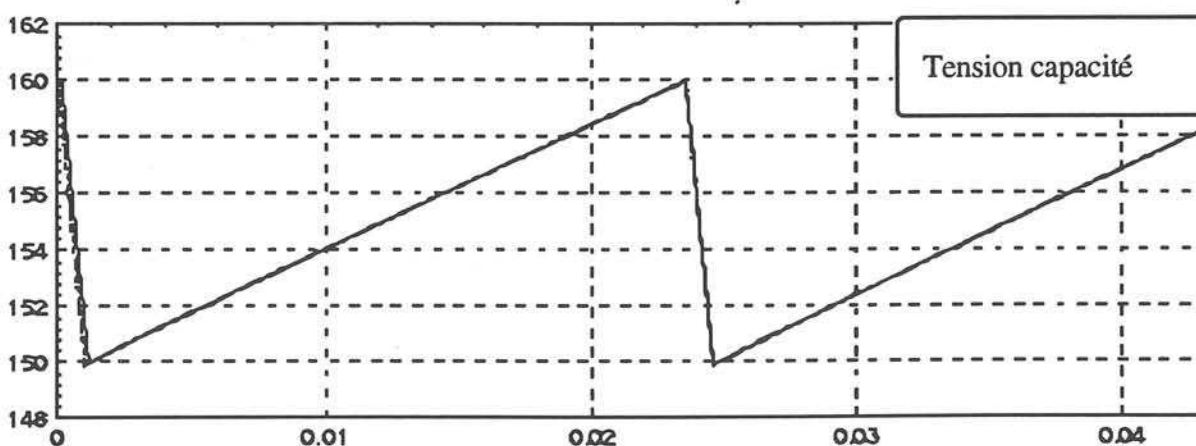
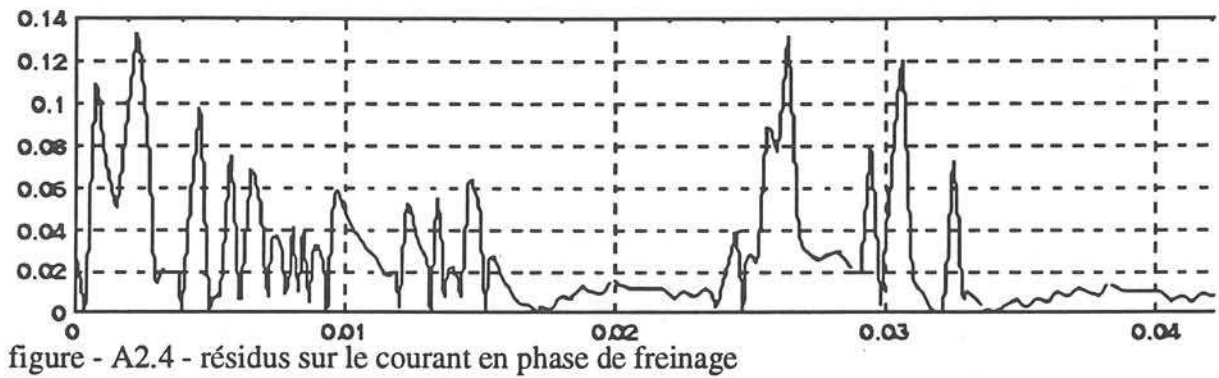
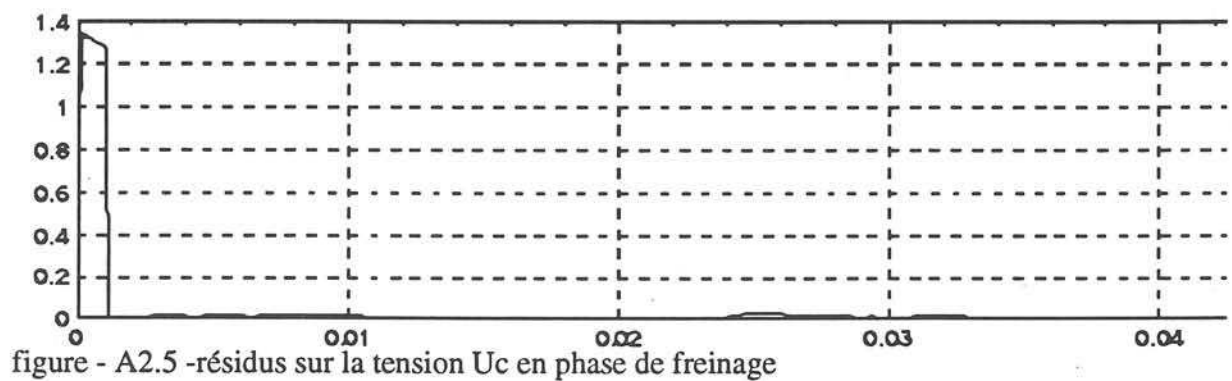


figure - A2.3 - tensions capacité en freinage

résidus associés : sur le courant



Sur la tension capacité



Le modèle parallèle continu adopté semble convenir à l'estimation des sorties du procédé, en fonctionnement normal, sans perturbation et dans l'hypothèse d'une connaissance exacte des paramètres électriques et mécaniques de l'entraînement.

Maintenant, il importe d'évaluer la sensibilité du modèle à ces imperfections de modélisation.

ANNEXE 3 : Influence des perturbations de l'alimentation

- Échelon de ΔU_r à $t=0.01$ s

- vitesse initiale = 115 rd/s
- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 0 A

Simulation d'une variation de tension redressée consécutive à un défaut sur l'alimentation :

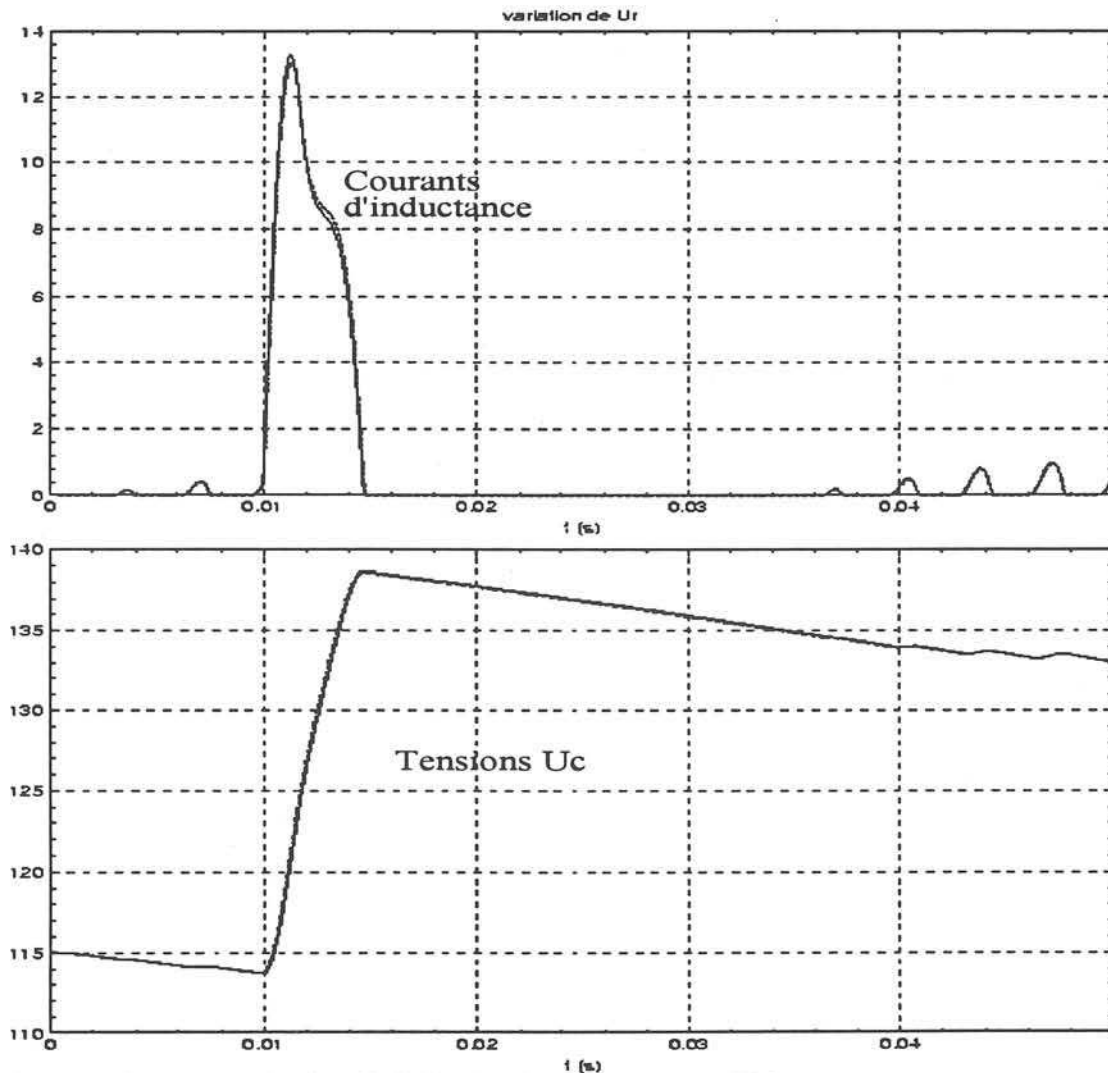


figure - A3.1 - Perturbation de l'alimentation (échelon sur U_r)

Comme U_r est mesurée, cela n'a pas d'influence sur la cohérence des comportements du modèle parallèle.

Remarque :

Dans le cas où U_r ne serait pas une entrée mesurée du modèle du filtre mais une constante fixée, les perturbations du réseau affectent la tension U_c (gain du hacheur) et, la boucle de courant, viens modifier β pour compenser la variation de courant qui en résulte.

ANNEXE 4 : Comportement du modèle global vis-à-vis des défauts

a.- Défaut d'ouverture du transistor de freinage à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- tension U_c initiale = 160V

Le système est en freinage et le transistor de frein ne commute plus (il reste ouvert)

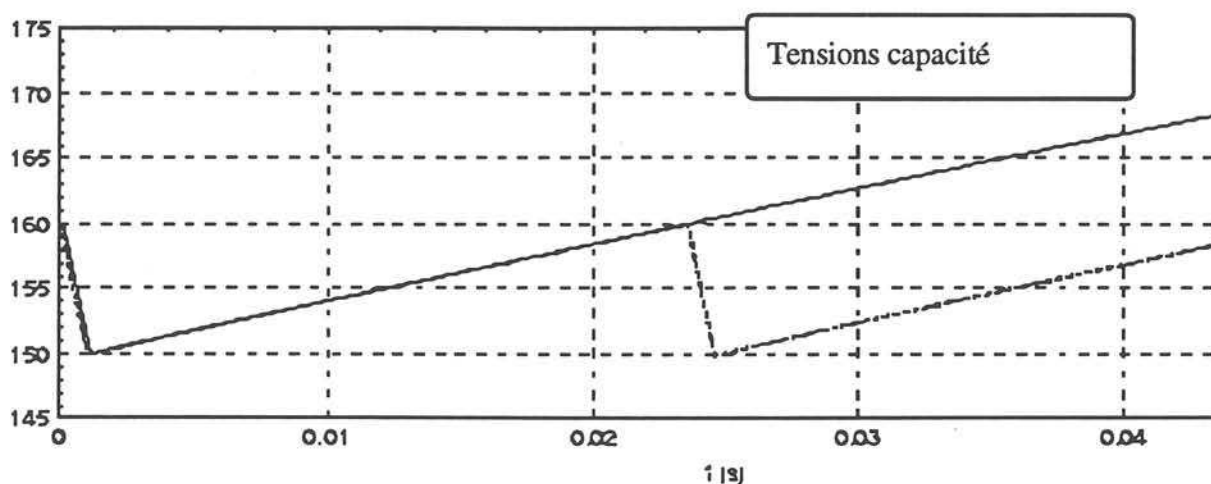


figure - A4.1- Défaut en phase de freinage T_{frein} s'ouvre

La tension capacité croît sans limites

b- Défaut de fermeture du transistor de limitation de U_c à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 0 A
- tension U_c initiale = 160V

le transistor de limitation de U_c se ferme de façon permanente et ajoute en parallèle sur la capacité une résistance de freinage de faible valeur. Ceci se traduit par une forte augmentation du courant dans l'inductance l_1 .

Remarque :

Que le système soit en mode freinage ou non, les effets de la fermeture du transistor de limitation de U_c sont similaire pour le courant dans l'inductance l_1 .

1. En mode de fonctionnement freinage :

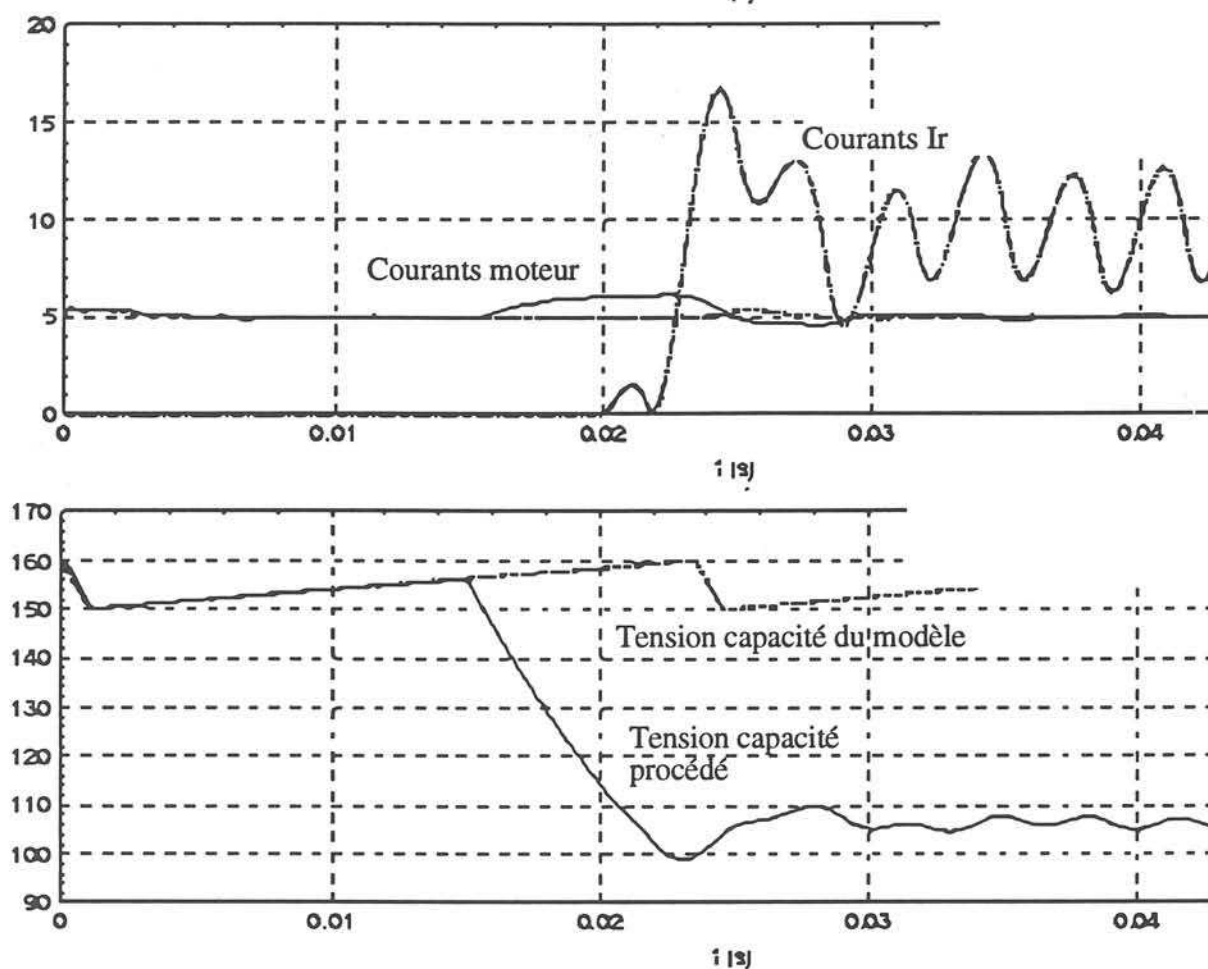


figure - A4.2 - Défaut : fermeture permanente du transistor de frein en phase de freinage

2. En mode de fonctionnement moteur :

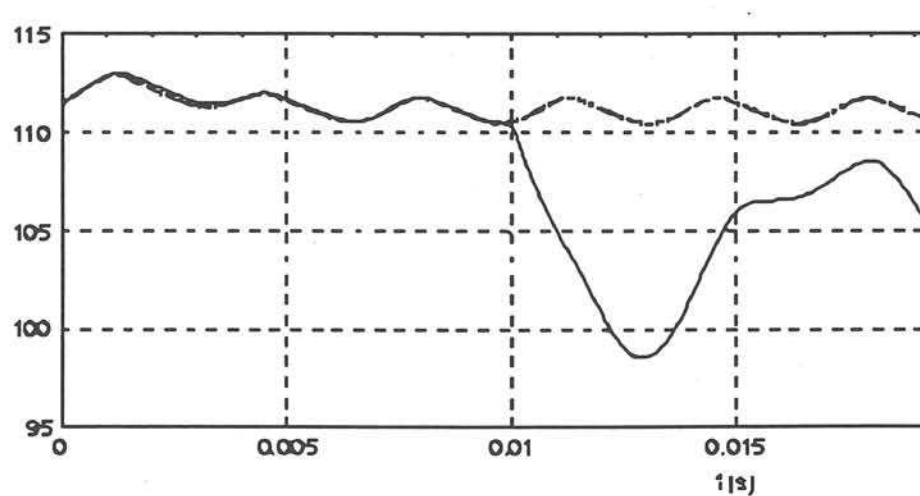


figure - A4.3 - Défaut : fermeture permanente du transistor de frein fonctionnement moteur.

Les variables principalement affectées sont celles du filtre, l'influence sur la boucle de courant est relativement vite compensée par une variation de la grandeur de commande β .

ANNEXE 5 : Modèle global et défauts d'inertie J

- Défaut de J dans la machine : diminution brusque de l'inertie de J à $J/2$ à $t = 0,001s$ et échelon de consigne à $t = 0,005s$.

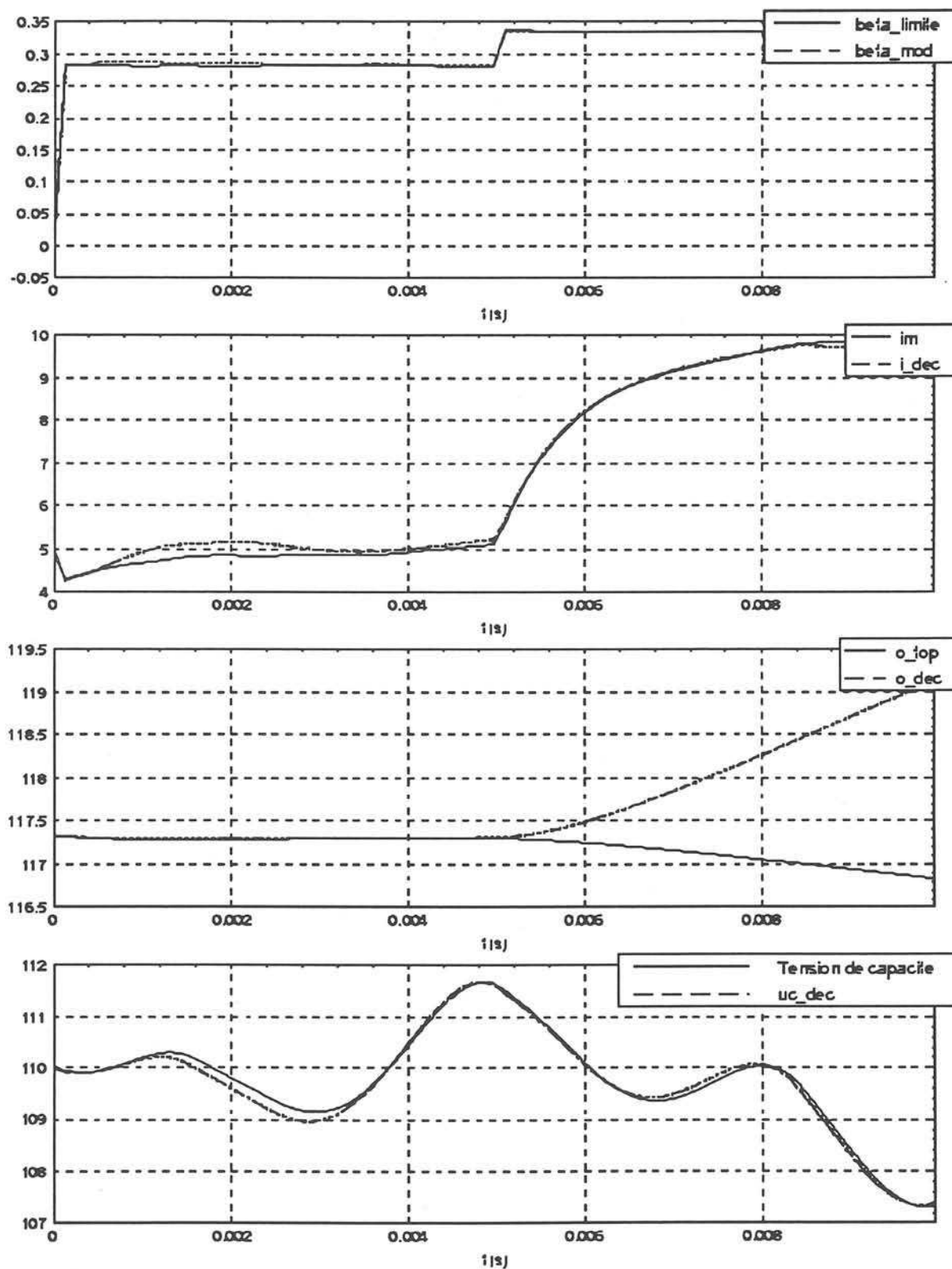


figure - A5.1 - Diminution brusque d'inertie

Dans ce cas l'équation mécanique du modèle est fortement affectée et le comportement lors de transitoires de vitesse est différent selon qu'on s'intéresse au modèle ou au procédé. En régime permanent par contre le système est très peu affecté par ce défaut. Ce sont donc les variations de vitesse qui mettent en évidence ce défaut.

ANNEXE 6 : Résultats obtenus en utilisant un modèle parallèle découplé ou partiel**1 - Validation du modèle parallèle discrétisé sur le "hacheur réel" en simulation****a- Cas du fonctionnement en moteur :****a.1- Échelon de 5A du courant I_{ref} à $t=0.01s$**

- vitesse initiale = 0 t/mn
- courant machine initial = 0 A
- courant filtre initial = 0 A
- couple de charge $Cr0 = 0,2 \text{ Nm}$
- tension initiale $Uc = 115 \text{ V}$

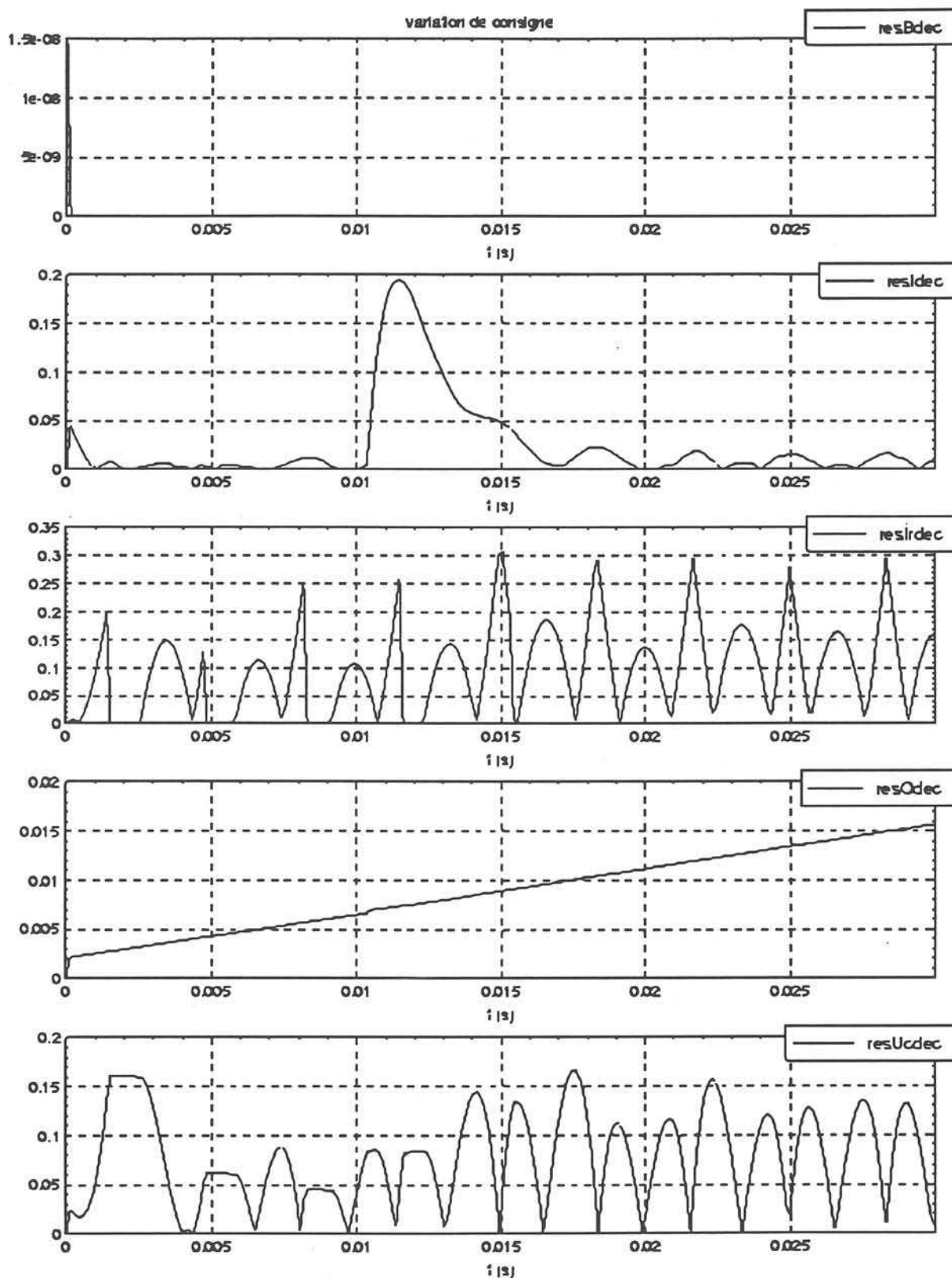


figure - A6.1 - Test du modèle parallèle découplé

On remarque que, mis à part à l'instant d'initialisation du modèle, le résidu sur β est nul ce qui est normal car $\hat{\beta}$ estimé et β sont calculés de la même façon à partir des mêmes variables i_{ref} et i_m . Cette partie du modèle partiel est donc inutile car les valeurs estimées

et mesurées seront toujours identiques. On peut s'apercevoir que le modèle électromécanique est sujet à une dérive due à la non prise en compte du couple de charge. En pratique, les deux modèles partiels contenant $(1/(J_p + f))$ ou $(1/(L_p + R))$, qui sont en boucle ouverte dans ce cas de modèles partiels, seront très sensibles aux variations de paramètres ou aux perturbations dérivées lentes). Dans la mise en oeuvre pratique, pour s'inhiber de ce problème, il faudra modifier les calculs des résidus (ne prendre en compte que les variations rapides).

ANNEXE 7 : Défaits sur le système de freinage avec un modèle découplé

a.- Défaut d'ouverture du transistor de limitation de U_c à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 0 A
- tension U_c initiale = 160V

Le système est en freinage et le transistor de frein ne commute plus (il reste ouvert)

Les défauts affectant le transistor de frein ne perturbent que les résidus issus de l'estimation des variables d'état du filtre U_c et I_r :

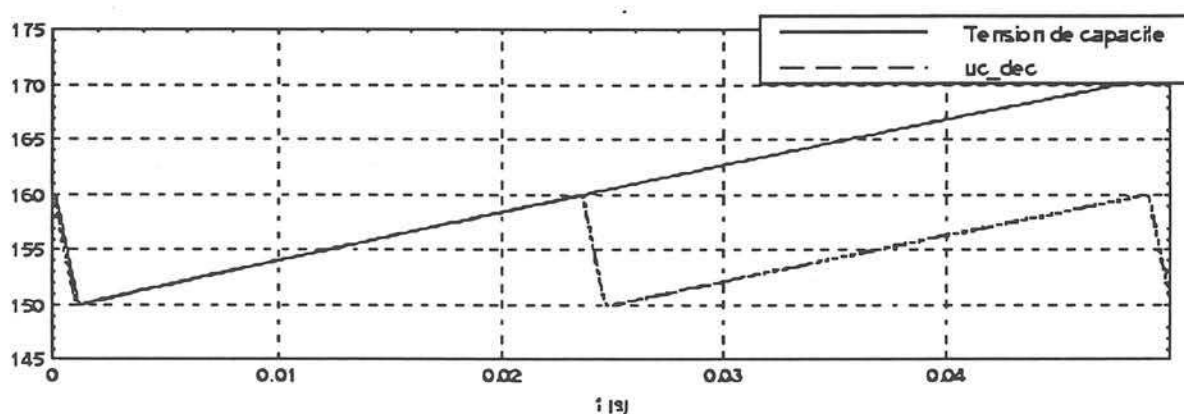


figure - A7.1 -

Seule la tension U_c (car I_r est nul) est sensible à ce défaut

b - Défaut de fermeture du transistor de limitation de U_c en fonctionnement moteur à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension U_c initiale = 112V

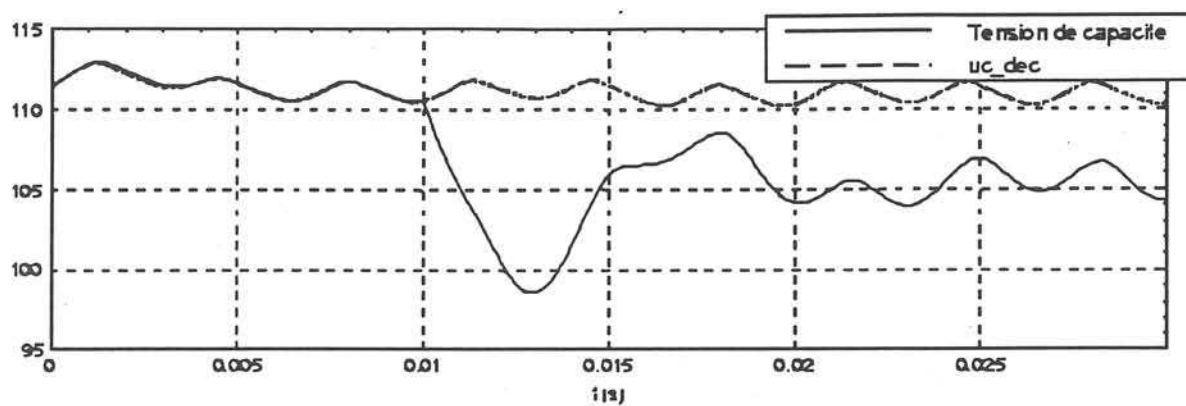


figure - A7.2 -

La tension U_c et I_r sont sensibles à ce défaut

c - Défaut de fermeture du transistor de limitation de U_c pendant le freinage à $t=0,01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 0 A
- tension U_c initiale = 160V

Fermeture T_{frein} pendant le freinage

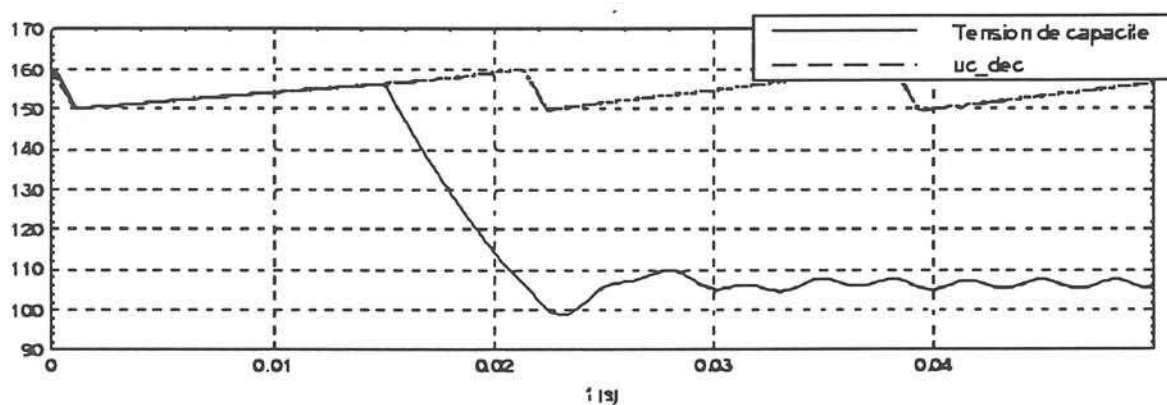


figure - A7.3 -

Seule la tension U_c (car i_r est nul) est sensible à ce défaut

Qu'ils apparaissent en fonctionnement moteur ou en freinage les défauts affectant le transistor de frein ne perturbent que les résidus issus de l'estimation des variables d'état du filtre U_c et I_r .

ANNEXE 8 : Offset sur la grandeur de commande réellement appliquée au hacheur à $t=0.01s$

- courant machine initial = 5 A
- courant filtre initial = 3 A
- tension initiale $U_c = 112$ V

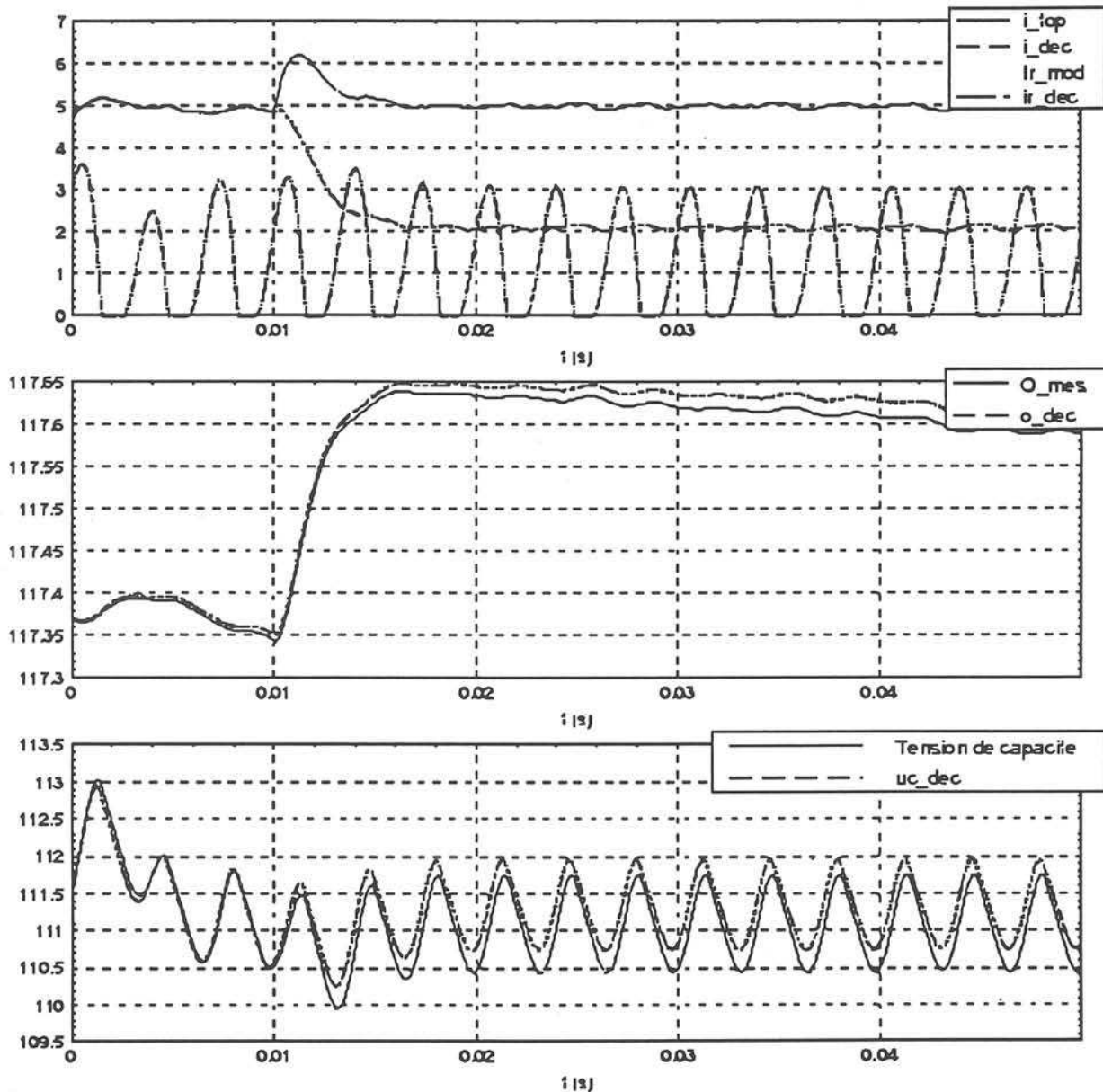


figure - A8.1 - Défaut de commande (offset)

Le calculateur corrige β réel pour obtenir le courant désiré en sortie, le modèle de l'équation électrique possède en entrée un β faux de $\Delta\beta$, la vitesse réelle et la tension U_c réelle : elle fournit donc un courant biaisé. La relation $\beta * I$, étant aussi faussée par un mauvais β , affecte aussi le modèle du filtre d'entrée. Les résidus sur I , I_r et U_c sont donc affectés.

ANNEXE 9 : Synthèse d'un observateur découplé de l'influence des défauts additifs sur la grandeur de commande β

$$\text{avec : } X = \begin{bmatrix} I \\ X_i \\ \Omega \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ Cr \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}, \quad d = \Delta \beta, \quad u = i_{ref}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R+k_p U_c}{L} & \frac{U_c}{L} & -\frac{k}{L} \\ -k_i & 0 & 0 \\ \frac{k}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{k_p U_c}{L} \\ k_i \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E_d = \begin{bmatrix} \frac{U_c}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad E_f = \begin{bmatrix} -\frac{k_p U_c}{L} & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ -k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -k_p & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ k_p \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$F_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad F_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -k_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Cette modélisation considère $\Delta \beta$ comme la perturbation à découpler.

La résolution de l'équation de découplage de l'entrée inconnue :

$$G F_d - T E_d = 0$$

$$\text{impose } T = [0 ; T_2 ; T_3]$$

TA - GC = NT donne les coefficients de la matrice de gain G :

$$G = \begin{bmatrix} +\left(\frac{k}{J}\right) T_3 - (k_i + k_p n) T_2 & -n T_2 & -\left(\frac{f}{J} + n\right) T_3 \end{bmatrix}$$

F_d étant nulle on $K F_d = 0$ quel que soit K

On résout donc $p T = -K C$ qui donne $K = [-pk_p T_2 \ ; \ -p T_2 \ ; \ -p T_3]$

Comme dans la synthèse précédente, on utilise les équations de sensibilité du résidu et de l'erreur d'observation pour fixer T_2 T_3 , et en tirer le meilleur parti en terme de découplage.

$$G F_f - T E_f = \begin{bmatrix} \frac{k}{J} T_3 & \frac{1}{J} T_3 & 0 & -\left(\frac{f}{J} + n\right) T_3 \end{bmatrix} f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ C_r \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

$$\text{Or } \dot{\hat{e}} = N T (\hat{X} - X) + (G F_f - T E_f) f$$

$$\text{De même } K F_f = [0 \ ; \ 0 \ ; \ 0 \ ; \ -p T_3] f = \begin{bmatrix} \Delta I \\ C_r \\ \Delta u \\ \Delta \Omega \end{bmatrix}$$

$$\text{avec Res} = P T (\hat{X} - X) + K F_f f$$

Quel que soit T le résidu est découplé de Δu . Quel que soit T_2 le résidu est sensible ΔI , C_r , $\Delta \Omega$ si T_3 est différent de zéro.

Si par contre T_3 est égal à zéro le résidu est découplé de tous les défauts on retrouve l'observateur de X_i de la synthèse précédente.

Nous disposons donc d'un observateur estimant la vitesse ($T_3 = 1$ et $T_2 = 0$) et découplant $\Delta \beta$ et Δu

On a donc si $T_3 = 1$

$$\dot{\varepsilon} = N T (\hat{X} - X) + \frac{k}{J} \Delta I + \frac{1}{J} C r + 0 \Delta u - \left(\frac{f}{J} + n \right) \Delta \Omega$$

ce qui donne pour t tendant vers l'infini une erreur d'observation

$$T (\hat{X} - X) = - \frac{k}{J n} \Delta I - \frac{1}{J n} C r - 0 \Delta u + \left(\frac{f}{J n} + 1 \right) \Delta \Omega$$

Or

$$\text{ResODbDu} = P T (\hat{X} - X) - p \Delta \Omega = p (\hat{\Omega} - \Omega) - p \Delta \Omega$$

Ce qui converge avec la dynamique n de l'erreur d'observation vers

$$\text{ResODbDu} = p \left[- \frac{k}{J n} \Delta I - \frac{1}{J n} C r - 0 \Delta u + \left(\frac{f}{J n} + 1 \right) \Delta \Omega \right] - p \Delta \Omega$$

Si $p = 1$ et $n = -R/L$ et que seul $\Delta \Omega$ est affecté alors Res converge vers :

$$\text{ResODbDu} = \left[\left(- \frac{f L}{J R} + 1 \right) \Delta \Omega \right] - \Delta \Omega$$

Dynamiquement à $t = 0$ instant d'occurrence de $\Delta \Omega$ et en l'absence de tout autre défaut on a $\text{Res} = - \Delta \Omega(t)$ (échelon) puis le résidu converge vers $- \frac{f L}{J R} \Delta \Omega$ ce qui donne une forme théorique du résidu similaire à celle de la réponse du résidu à un échelon de ΔI au paragraphe précédent.

Le résidu élaboré par la synthèse précédente est donc fonction de l'erreur d'observation et directement du défaut $\Delta \Omega$. La dynamique de l'erreur d'observation est quant à elle affectée par tous les défauts considérés excepté Δu . Dans le cas de défauts en échelon le résidu converge vers :

$$\text{ResODbDu} = \left[\frac{k L}{J R} \Delta I + \frac{L}{J R} C r + 0 \Delta u + \left(- \frac{f L}{J R} + 1 \right) \Delta \Omega \right] - \Delta \Omega$$

Le résidu est donc en théorie sensible à tous les défauts mais est découplé de $\Delta\beta$ et Δu

La relation $M = TB - GD$ nous donne $M = 0$

De même $U = -K D = 0$

On obtient donc la matrice suivante :

Observateur de O rejetant $\Delta\beta$ et Δu : ObsODbDu

Observateur continu avec : $k_i = 8.47$, $k_p = .0095$, $n = -R/L$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}} \\ \text{ResODbDu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 & -\left(\frac{k}{J}\right) & 0 & -\left(\frac{f}{J} + n\right) \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega} \\ I_{ref} \\ I_m \\ \beta \\ \Omega_m \end{bmatrix}$$

Remarque : - le résidu est ici la différence entre les vitesses mesurées et observées

- Il est normal, au regard du schéma de la figure - IV.2 -, que les défauts additifs $\Delta\beta$ et Δu qui interviennent de part et d'autre du modèle moyen du hacheur (gain U_c) soient couplés et que l'on ne puisse pas les discriminer. Les défauts d'électronique de puissance étudiés au chapitre III et non modélisés dans ce chapitre peuvent être assimilés à $\Delta\beta$ ou Δu et sont donc ignorés par le résidu généré par ObsODbDu

Résumé :

Cette thèse représente une contribution aux études sur la disponibilité des dispositifs électrotechnique.

L'étude présentée vise à définir la méthode de redondance analytique, basée sur l'estimation d'état, la mieux adaptée au diagnostic des entraînements électriques en considérant les défauts de l'ensemble du convertisseur, de la commande et des capteurs. La méthode retenue doit permettre d'obtenir un modèle de diagnostic implantable en temps réel et sans ajout de capteurs supplémentaires.

L'application retenue est un entraînement à courant continu commandé en couple.

Le chapitre II compare deux modèles analytiques nommés modèles parallèle et permet de retenir un modèle parallèle "découplé" qui permet une bonne détection et une bonne localisation des défauts d'électronique de puissance ainsi que des défauts capteur. Malheureusement les modèles parallèles sont dépendants des entrées perturbatrices du procédé. Les perturbations génèrent donc des fausses alarmes

La batterie d'observateur à entrées inconnues mise au point au chapitre III permet de s'affranchir de l'entrée perturbatrice que constitue dans notre cas le couple de charge. Cette technique est moins dépendante, en terme de découplage, du système car l'injection de sortie grâce à la matrice de gain permet de disposer de degrés de liberté supplémentaires qui autorisent un réglage des découplages et des sensibilités. Les observateurs (à entrées inconnues) sont donc, à priori, les modèles de diagnostic les mieux adaptés à la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques à courant continu.

Abstract :

This thesis deals with some methods for improve reliability in electrotechnical devices.

The proposed methods are based on analytical redundancy. An approach using a state estimation is developped in order to detect failures on a static converter-fed DC motor on wich we considered sensor faults and power electronic failures.

Chapter II deal with parallel state model and propose two sort of these : "global" and "decoupled;" model. The second one allowed a good fault detection and localization but was disturbed by load torque variations. Robustness of this model with respect to parameter variations is discussed and results of simulation are shown.

Chapter III present an approach to be robust against disturbances : using an Unknown Input Observer. UIFDO allowed good results in term of disturbance decoupling with respect of a good fault detection.

This work conclue on the capability of analytical redundancy to detect and localize faults on electric drives